



⑪ Veröffentlichungsnummer: **0 329 158**
A2

(12) EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

②① Anmeldenummer: 89102762.5

⑤ Int. Cl.⁴: H04L 25/48 , H04L 27/00

② Anmeldetag: 17.02.89

Ein Antrag gemäss Regel 88 EPÜ auf Berichtigung einer zusätzlichen Seite der Beschreibung liegt vor. Über diesen Antrag wird im Laufe des Verfahrens vor der Prüfungsabteilung eine Entscheidung getroffen werden (Richtlinien für die Prüfung im EPA, A-V, 2.2).

71 Anmelder: Dirr, Josef
Neufahrner Strasse 5
D-8000 München 80(DE)

⑦2 Erfinder: Dirr, Josef
Neufahrner Strasse 5
D-8000 München 80(DE)

③ **Priorität: 19.02.88 DE 3805263**
17.05.88 DE 3816735
18.08.88 DE 3828115
12.09.88 DE 3831054
19.10.88 DE 3835630

④³ Veröffentlichungstag der Anmeldung:
23.08.89 Patentblatt 89/34

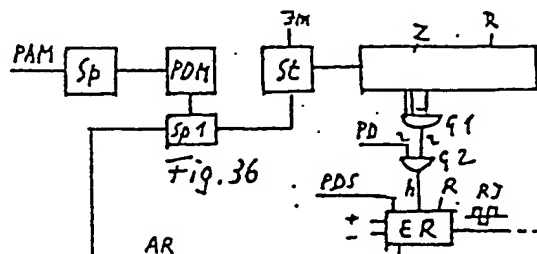
Ⓔ Benannte Vertragsstaaten:
AT BE CH DE ES FR GB GR IT LI NL SE

54 Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz- oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

57) Diesbezüglich ist bisher bekannt eine frequenz- oder zeitmultiplexe Zusammenfassung von Kanälen. Allerdings ist hierfür ein grosser Aufwand und eine grosse Bandbreite erforderlich. Bei der Erfindung werden die seriell angeordneten Codeelemente einzeln parallel geordnet und alle zusammen zu einem Codewort vereinigt. Eine Übertragungssicherheit wird in der Weise erreicht, indem die Information in PDM-Pulse umgewandelt wird und diese Impulse in die Periodendauern von Halbperioden bzw. Periodendauern uncodiert, die dann in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbperioden gesendet werden.

Fig. 20

	S_1	S_2	S_3	...
k_1	1	0	1	...
2	1	1	0	...
3	0	1	0	...
4	1	1	1	...
5	0	1	1	...



Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

Die vorliegende Erfindung befasst sich mit einem Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz- oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

Für die Übertragung von Information mehrerer Kanäle über einen Weg sind bisher frequenz- und zeitmultiplexe Verfahren wie z.B. die Trägerfrequenztechnik und die Pulsmodulation bekannt. Ein Nachteil dieser Verfahren ist, dass sie grosse Bandbreiten und einen grossen Aufwand benötigen.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es die Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle mit weniger Bandbreite zu übertragen und die Information zweier oder mehrerer Kanäle über einen Kanal mit weniger Bandbreite als für die Summe der Einzelkanäle erforderlich wäre, zu übertragen. Dies erfolgt in der Weise, indem die synchron bzw. quasisynchron angeordneten Codeelemente der verschiedenen Kanäle parallel geordnet werden und alle zusammen zu einem Codewort vereinigt und übertragen werden. Ausserdem soll noch die Übertragungssicherheit erhöht werden. Dies erfolgt in der Weise, indem die PAM-Impulse in PDM, PPM und PFM-Impulse in sinusförmige Halbperioden bzw. Periodenimpulse bzw. Codeelemente umgewandelt werden, die in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbperioden gesendet werden. Die Halbperiodendauer bzw. Periodendauer ist dabei ein Mass für die PDM-PPM und PFM-Impulse.

Die Erfindung kann z.B. angewendet werden zum Zusammenfassen von Telex, Teletex, Telefax, digitalen Fernsprech- Datenkanälen. Auch bei Gemeinschaftsanschlüssen und Wählsternschaltern kann die Erfindung vorteilhaft eingesetzt werden.

Weiterhin zeigt die Erfindung Möglichkeiten von vorteilhaften Codierungen neuer Fernsehetechniken zur Verbesserung von C-MAC D-MAC, D2-MAC usw. Weiterhin kann sie auch eingesetzt werden bei der Weiterentwicklung des HDTV-Verfahrens. Alle diese neuen Fernsehverfahren sind durch einen Bandbreitenmangel in ihren Möglichkeiten sehr eingeengt.

Nachstehend wird die Erfindung an Hand von Zeichnungen näher erläutert. Diese stellen dar:

Fig.1 Prinzip einer codemultiplexen Anordnung

Fig.2 Bisherige Erzeugung von Phasensprüngen z.B. bei der 4 PSK

Fig.3 bis 8 Erzeugung von Phasensprüngen

Fig.9 Erzeugung von Amplitudenstufen

Fig.10,11 und 13 Darstellung einer doppelten QAM und Vektordiagramm einer höherwertigen Codierung

Fig.14 Vektordiagramm einer doppelten QAM

Fig.16 Anordnung der Codierpunkte bei einer mehrwertigen Codierung mittels Amplitudengrössen und Phasenlage

Fig.15 Übersicht für die Erzeugung von Phasen- und Amplitudenstufen

Fig.17 Erzeugung von Phasensprüngen

Fig.18,19,20,21,24,28 Codemultiplexe Beispiele

Fig.22,23 Übersicht eines Fernsehsenders und Empfängers

Fig.25,26,27 Duplexverkehr über Leitungen und Funk mit nur einem Wechselstrom mit Phasennachstellung

Fig.29 Kompensierung von Überlappungen

Fig.30,31,32 Erzeugung und Umsetzung von PDM-Impulsen in Halbperiodenimpulse

Fig. 33 bis 38 Erzeugung und Umsetzung von PDM-Impulsen in einen Wechselstrom

Fig.39 bis 44 Codierungen gemäss der Erfindung für das Fernsehen

Fig. 45,46,62,63 Doppelbinäre und Doppelduobinäre Anordnung von Codeelementen

Fig.47,48,49 Schaltungsübersichten für das Fernsehen

Fig. 50 bis 55 Codierungen von Farbfernsehsignalen

Fig.56,57,58 Mehrfachausnützung von Übertragungswegen PDM-codierter Signale

Fig.59,60 Auswertung von phasenmodulierten Signalen

Fig.64 Schaubild über Abhängigkeit der frequenzmodulierten Schwingung von der Amplitude und Frequenz der Modulationsschwingung

Eine einfache Art Phasensprünge zu realisieren ist in den Fig.3,4,5,6 und 7 beschrieben. Zuerst wird an Hand der Fig.3 dies näher erläutert. Auf der Sendeseite S werden Rechteckimpulse mit einer Frequenz von 1 MHz angeschaltet. Wird, wie in der Fig.3c dargestellt, in den Übertragungsweg ein Tiefpass TP 5,5 MHz eingeschaltet, erhält man beim Empfänger E beinahe noch einen Rechteckimpuls. Wird, wie in der Fig. 3b eingezeichnet, ein Tiefpass TP von 3.5 MHz eingeschaltet, ist die senkrechte Flankensteilheit nicht mehr vorhanden, wird dagegen wie in der Fig 3a dargestellt, der Tiefpass auf 1,5 MHz reduziert, so erhält man beim

Empfänger E einen sinusähnlichen Wechselstrom mit der Periodendauer der Rechteckperiode. Da sich also die Periodendauer gegenüber dem Rechteckimpuls nicht ändert, kann man durch Veränderung der Periodendauern der Rechteckimpulse auch die Phase bzw. Frequenz des in der Fig 3a dargestellten sinusförmigen Wechselstromes ändern. Da eine solche Änderung immer beim Nulldurchgang erfolgt, erfolgt eine kontinuierliche Änderung und werden kaum Oberwellen erzeugt, d.h. die Übertragung ist schmalbandiger als bei den bisher üblichen Phasentastungen. In der Empfangsstelle kann dann auch die Änderung der Periodendauer als Mass für den Phasensprung vorgesehen werden. Eine solche Auswerteschaltung wird noch später beschrieben.

In der Fig 4 sind Rechteckimpulse mit verschiedenen Periodendauern $T = f$, $T = f_1$ und $T = f_2$ dargestellt. Nach einer analogen Anordnung nach der Fig 3a würde man auf der Empfangsseite einen sinusförmigen Wechselstrom mit den Periodendauern $T = 1/f$, $T = 1/f_1$, $T = 1/f_2$ erhalten. Da bei Phasensprüngen sich die Frequenz des Wechselstromes sich verkleinert oder vergrößert, entspricht die Frequenzänderung einem Phasensprung. Aus der Fig. 2, die eine Phasentastung herkömmlicher Art darstellt, geht dies deutlich hervor. Man sieht in dieser, dass bei jeder Phasenänderung eine Frequenzänderung erfolgt, jedoch nicht in kontinuierlicher Weise. Daher ist es auch schwer aus der Periodendauer auf der Empfangsseite die Grösse des Phasensprungs zu ermitteln.

Um die Frequenzänderungen und damit auch das Frequenzband klein zu halten, kann man jeden Phasensprung in Stufen zerlegen. In der Fig 5 ist schematisch dies aufgezeichnet. In dieser ist $T/2$ die Halbperiodendauer eines Impulses und entspricht 180 Grad. Dieser Winkel wird in 36 Stufen zu je 5 Grad eingeteilt. Soll ein Phasensprung von 40 Grad zustandekommen, so wird die Halbperiode $T/2$ 4 mal um 5 Grad gekürzt und natürlich die andere Halbperiode ebenfalls. Die Halbperiodendauer gegenüber dem Bezugsimpuls ist dann $T/2$. Nach dem Phasensprung kann man entweder diese Frequenz belassen, oder aber wieder auf die Frequenz $T/2$ umschalten, indem man einen Phasensprung von 5 Grad in entgegengesetzter Richtung vorsieht. Gegenüber der Bezugsphase wäre dann immer noch eine Phasenverschiebung von 30 Grad vorhanden. In der Fig. 6 sind zeitlich 4 mal die Perioden der Bezugsphase und 4 mal die Perioden der um 2×5 Grad gekürzten Perioden eingezeichnet. Beim Vergleich nach der 4. Periode ist der Unterschied von 40 Grad gegenüber der Bezugsphase ersichtlich.

In der Fig 7 ist eine Schaltung einer Ausführungsform der Erfindung dargestellt. Es wird angenommen die Periodendauer in 72 Stufen zu unter-

teilen und zwar mit Phasensprungstufen von 5 Grad. Jeder Stufe sollen 10 Messimpulse zugeordnet werden, so sind für die Periodendauer $72 \times 10 = 720$ Messimpulse und für die Halbperiodendauer 360 Messimpulse erforderlich. Auf der Sendeseite brauchen immer nur die Halbperioden codiert werden. Die 2. Halbperiode wird dann jeweils über den Codierer Cod gesteuert. Werden Phasensprungstufen von 5 Grad vorgesehen, so sind für die Halbperiode, wenn die Änderung vorwiegend sein soll, 350 und bei einer nachteilenden Phasenänderung 370 Messimpulse erforderlich. Das Zählglied Z in der Fig 7 muss also mindestens 370 Ausgänge haben. Die Massimpulsfrequenz hängt also von der Codierfrequenz ab. Im Beispiel der Fig 7 wird im Oszillator Osc der Steuerwechselstrom für die Messimpulse erzeugt. Man kann damit unmittelbar über das Gatter G1 das Zählglied steuern, oder aber auch Pulse mittels eines Schmitt-Triggers oder einer anderen Schaltung erzeugen und mit diesen Pulsen dann das Zählglied Z schalten. Man kann auch durch Veränderung der Oszillatorfrequenz die Impulsdauer ändern. Angenommen wird der Ausgang Z2 am Zählglied Z markiert 370 Messimpulse, also die nachteilende Phasenverschiebung, dann wird vom Codierer Cod über g2 ein solches Potential an den einen Eingang des Gatters G2 gelegt, dass dann beim Erreichen des Zählgliedes Ausgang Z2, über das dann z.B. dasselbe Potential an den anderen Eingang von G2 gelegt wird, dass sich das Potential am Ausgang von G2 ändert, z.B. von h auf l. Im elektronischen Relais ER hat dies zur Folge, das Pluspotential + an den Ausgang J gelegt wird. Über die Verbindung A ist der Codierer Cod mit dem elektronischen Relais ER verbunden. Beim nächsten Überlauf des Zählgliedes Z bis Z2 wird über die Verbindung A ER so gesteuert, dass an den Ausgang J minus Potential - angelegt wird. Am Ausgang von ER können also bipolare Rechteckimpulse abgenommen werden. Man könnte genau so unipolare Rechteckimpulse erzeugen. Dieser Vorgang wiederholt sich, solange vom Codierer Cod Potential an G2 angelegt wird. Sind z.B. 5 Phasestufen für einen Phasensprung vorgesehen, so wird das Zählglied Z 10mal bis Z2 geschaltet. Beim Ausgang Z2 erfolgt die Rückschaltung des Zählgliedes über das Gatter G4, R. Es können also durch eine verschieden grosse Zahl von Ausgängen am Zählglied Z und/oder durch Veränderung der Oszillatorfrequenz die Impulsdauer, die Stufenzahl und die Grösse der Stufen eingestellt werden. Die Steuerung dieser Varianten erfolgt über den Codierer Cod. Über fA kann eine Umschaltung der Oszillatorfrequenz, über die Anschlüsse g2, g3, ... der Stufenzahl und ggf. der Phasenwinkeländerung und der Stufengrösse und über A die Amplituden der Rechteckimpulse J erfolgen. Im Beispiel sind 2

Größen $\pm (A) +, -(A)$ vorgesehen. Die Rechteckimpulse J werden dann an einen Tiefpass analog der Fig 3 geschaltet und über einen Übertrager Ü z.B. auf den Übertragungsweg ggf. unter Zwischenschaltung eines Filters Fi, gegeben.

Am Gatter G1 muss über B noch Beginnpotential angelegt werden damit die Oszillatorpulse zur Wirkung kommen. Mit dieser Anordnung sind also folgende Codierungen möglich: eine voreilende, eine nacheilende, keine Phasenverschiebung. Diese können dabei auch stufenweise erfolgen. Die Phasendifferenz oder die Bezugsphase kann verwendet werden. Zusätzlich kann eine Amplitudencodierung ggf. stufenweise vorgesehen werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin die Codierung beim positiven oder negativen Impuls bzw. Halbwelle vorzunehmen. Auch die Zahl der Rechteckimpulse ist ein weiteres Codemittel.

Man kann auch eine Harmonische der Rechteckimpulse aussieben. Erfolgt dies z.B. bei der 3. Harmonischen, so sind 3 Perioden in einem plus-minus-Impuls enthalten. In diesen 3 Periodendauern sind dann auch, wenn die Impulsdauer verändert wird, die Phasenverschiebungen enthalten.

In den verschiedensten Schaltungen, wie z.B. bei der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) werden um 90 Grad gegeneinander phasenverschobene Wechselströme benötigt. In der Fig.8 ist ein Schaltungsprinzip zur Erzeugung solcher phasenverschobener Wechselströme gleicher Frequenz dargestellt. Analog der Fig.7 wird das Zählglied Z durch einen Wechselstrom, der im Oszillator Osz erzeugt wird und über das Gatter G, an dessen anderen Eingang ein Beginnpotential B liegt, geführt, gesteuert. Im Beispiel sollen 4 Rechteckimpulse erzeugt werden, die gegeneinander um 90 Grad phasenverschoben sind. Hat das Zählglied Z 100 Ausgänge, so sind beim 25., 50., 75. und 100. Ausgang elektronische Relais ER1 bis ER4 analog dem ER-Relais in der Fig.7 anzuschalten. Mit diesen elektronischen Relais werden dann wie bereits in der Fig.7 beschrieben, Rechteckimpulse erzeugt. Hier sind in den ER-Relais noch Mittel, die bei bipolaren Rechteckimpulsen immer eine Potentialumkehr vornehmen und bei unipolaren Rechteckimpulsen das Potential während eines Durchlaufs wegnehmen. Die Rechteckimpulse werden dann, in der Fig.7 mit J bezeichnet, über die Filter Fi1 bis Fi4 gesendet. Der dann entstehende Wechselstrom hat jeweils 90 Grad Phasenverschiebung gegenüber dem vom nächsten Ausgang erzeugten. An Stelle von phasenverschobenen Wechselströmen kann man durch die Ausgänge auch um 90 Grad phasenverschobene Abnahmen von z.B. PAM-Proben steuern. Am elektronischen Relais ER1 ist noch ein Filter Fi0 angeordnet das z.B. nur die 3. Oberwelle des Rechteckimpulses durchlässt, sodass man hier

die 3-fache Frequenz der Rechteckimpulse erhält. Die Phasenverschiebung wird dann auf die 3. Oberwelle übertragen.

Mit der Fig.7 kann man gleichzeitig auch verschiedene Amplitudenstufen erzeugen. In der Schaltung sind nur 2 gekennzeichnet, in der Fig.9 ist eine weitere Möglichkeit verschiedene Amplitudenstufen zu erzeugen. Der z. B. in der Fig.7 erzeugte Wechselstrom wird einem Begrenzer zugeführt, in dem die Steuerimpulse erzeugt werden. Über den Anschluss Code werden die Kennzustände zugeführt, die eine Umschaltung auf die durch den Code bestimmten Amplitudengrösse vornehmen und zwar im Codierer Cod. Die Umschaltung auf eine andere Amplitudengrösse erfolgt immer beim Nulldurchgang. Die Grösse der Amplituden wird durch die Widerstände R1 bis R4, die in Wechselstromkreisen angeordnet sind, bestimmt. Elektronische Relais I bis IVes, die durch den Codierer Cod gesteuert werden, schalten die verschiedenen Widerstände in den Wechselstromkreisen ein. Am Ausgang A erhält man dann 4 verschieden grosse Amplituden.

Es ist auch bekannt eine Information durch die Halbwellen bzw. Perioden eines Wechselstromes zu codieren, bei einem Binärcode sind dann die Kennzustände grosser und kleiner Amplitudenwert. Werden 2 solcher Codierwechselströme gleicher Frequenz um 90 Grad phasenverschoben und addiert, so können diese mit einem Wechselstrom gleicher Frequenz übertragen werden. In der Fig. 10a,b sind die Kanäle K1 und K2, die durch die Perioden als Codeelemente codiert werden mit den Kennzuständen grosser Amplitudenwert =1 und kleiner Amplitudenwert =0. Wird einer gegen den anderen um 90 Grad phasenverschoben, so können sie addiert werden. In der Fig. 11 ist ihr Vektordiagramm dargestellt. Der Kanal K1 hat den Vektor K1 (u) und der Kanal K2 den Vektor k2 (v). Die beiden Kennzustände der beiden Wechselströme sind mit u1/u0 und v1/v0 bezeichnet. Werden nun beide addiert, so erhält man die 4 Summenvektoren I, IV und II, III. Man sieht, dass die Vektoren II und III nicht mehr auf der 45 Grad Linie liegen. Die Auswertung ist dadurch etwas schwieriger. Für die Auswertung der Binärsignale genügen 4 Möglichkeiten, die man alle auf die 45 Grad Linie legen kann, in der Fig.11 mit (II) und (III) bezeichnet. In der Fig.13 sind die 4 Möglichkeiten dargestellt, 00,11,10,01. Sind alle 4 Möglichkeiten auf dem 45 Grad Vektor, wie in der Fig.11 dargestellt, so kann man diese durch 4 verschiedene grosse Amplituden codieren, d.h. mit einem sinusförmigen Wechselstrom. In der Fig.9 ist eine solche Möglichkeit dargestellt. Um binäre Signale von 2 Kanälen zu übertragen genügt also ein mehrwertiger quaternärer Code; wie z.B. die 4 PSK oder 4 QAM. Diese Codierungen sind auf eine Periode verteilt. In der

Fig.9 sind die positive und negative Halbwelle gleich gross, es liegt dann bei der Übertragung eine Gleichstromfreiheit vor. Man kann die positive und negative Halbwelle als zusätzliches Kriterium ausnützen. Man kann dann die 4 Amplitudenkennzustände verteilen, 2 auf die positive und 2 auf die negative Halbwelle. Diese können dieselbe Grösse haben, also z.B. in Fig.11, I. + IV für die positive und negative Halbwelle. Damit dieser Codierwechselstrom immer über dem Störpegel liegt, muss der Codierwechselstrom immer eine bestimmte Grösse aufweisen, z.B. wie in Fig.11 (III). Die Amplitudengrösse IV wird man dann etwas vergrössern.

Eine Verkleinerung von z.B. binärcodierten Wechselströmen mit den Halbwellen bzw. Perioden als Codeelemente ist bereits bekannt. Voraussetzung hierfür sind Phasenverschiebungen der Probeentnahmen. Die vorliegende Erfindung zeigt eine weitere Möglichkeit auf, die Frequenz insbesondere binärcodierter Information zu verkleinern. In der Fig. 1 ist ein Kanal K mit einem Binärcode 1,0,1,1,...aufgezeichnet. Soll die Frequenz des Kanals verkleinert werden in 2 Kanäle mit der halben Frequenz, so müssen jeweils 2 seriell angeordnete Binärwerte des Kanals K parallel auf die Kanäle Kv1 und Kv2 verteilt werden, z.B. die 4 Werte 1,0,1,1 des Kanals K der Wert 1 auf Kv1, der Wert 0 auf Kv2, der Wert 1 wieder auf Kv1 und der weitere Wert 1 auf Kv2. Einen Wert kann man dabei immer speichern, oder man kann die Werte auch zeitlich versetzt übertragen. Bei der Auswertung muss dies berücksichtigt werden. Eine gleichzeitige Übertragung von 2 Kanälen wurde bereits schon in den Fig.11 und 13 dargelegt. Wie aus der Fig. 13 ersichtlich ist, sind 4 Kombinationen möglich.

In der Fig.10 sind 4 Codierwechselströme K1-K4 mit den Codeelementen Periode und den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert gleicher Frequenz dargestellt. Will man alle 4 auf der Basis der QAM übertragen, müssen diese folgende Phasen aufweisen, K1=0 Grad, K2=90 Grad, K3=90 Grad und K4=180 Grad. K1/K2 und K3/K4 werden zu einem Codierwechselstrom entsprechend der Fig.9 zusammengefasst und addiert. In der Fig.14 ist hierfür das Vektordiagramm dargestellt. Man sieht, dass 16 Kombinationen möglich sind. Weiterhin ist hieraus ersichtlich, dass nur 4 Werte auf dem 45 Grad vektor liegen. Bei der Auswertung müssen für die anderen Werte noch die voreilende bzw. nacheilende Phasenverschiebung berücksichtigt werden. Die phasenverschobenen Wechselströme werden in einer Anordnung wie in der Fig.8 dargestellt, erzeugt und 2 Anordnungen nach der Fig.9 zugeführt, wobei diese Wechselströme gegeneinander um 90 Grad phasenverschoben sind.

Man kann auch einen Summenwechselstrom

und einfachen Codierwechselstrom addieren, Voraussetzung ist eine 90 Grad Phasenverschiebung gegeneinander. Dabei entstehen 8 Kombinationsmöglichkeiten.

5 Auch 4 Kanäle können Codiermultiplex, wie in der Fig. 1 dargestellt, übertragen werden. Einmal sind 16 Kombinationen notwendig. Man kann hierfür auch bekannte Codierungen vorsehen, wie z.B. die 16 PSK, die 16 QAM die 8 PSK. Zur Codierung ist hier jeweils eine Periode erforderlich, wenn Phasenverschiebungen gemäss der vorliegenden Erfindung vorgesehen werden. An Stelle der doch eng zusammenliegenden Kennzustände bei der doppelten QAM nach Fig. 14, kann man auch eine beliebige Codierung vornehmen. In Fig.16 wird die Codierung durch 30 Grad Phasenunterschiede und durch 3 und 4 Amplitudenstufen vorgenommen. Falls man noch grössere Sicherheit haben will, kann man die 4 Amplitudenstufen BPh noch aufteilen. Auf der Nulllinie können noch Stufen untergebracht werden. Man kann also jede Halbwelle für eine solche Codierung vorsehen. Will man jedoch eine Übertragung über drahtgebundene Übertragungswege vornehmen, ist es zweckmässig die negative Halbwelle mit derselben Codierung zu übertragen, damit man eine Gleichstromfreiheit hat. Mit derselben Methode kann man auch eine Verkleinerung vornehmen. In Fig.1 soll der Kanal nur mit der viertelchen Frequenz übertragen werden. Jeweils 4 seriell angeordnete Binärelemente 1 und 0 werden parallel wie in der Fig. 1 a,b vorgesehen, angeordnet. Die Werte 1,0, 1,1 des Kanals K werden dann parallel aufgeteilt auf den Kanal Kv1 "1", Kanal Kv2 "0", Kanal Kv3 "1" und Kanal Kv4 "1". Im Codierer wird dann für die jeweilige Kombination der vorbestimmte Codierpunkt ermittelt und auf die Phase und Amplitude des Codierwechselstromes übertragen. Die Phase wird in der Fig.7 festgelegt, ggf. kann man mit dieser auch gleich die Amplitude codieren, und in der Fig.9 kann man dann die erforderlichen Amplituden codieren. In der Fig. 15 ist die Übersicht hierfür dargestellt. Im Codierer Cod erfolgt die Festlegung des Codierpunktes aufgrund der Viererkombination. Der Phasencodierer erzeugt die Halbwellen bzw. Perioden mit entsprechender Phase und der Amplitudencodierer erzeugt die dazugehörigen Amplituden. Ein Phasencodierer kann analog der Fig.7 und ein Amplitudencodierer analog der Fig.9 aussehen.

50 Ein Phasensprung bedeutet immer eine Änderung der Periodendauer. Diese Änderung, also Frequenzänderung, kann bei keiner weiteren Phasenänderung beibehalten werden, oder man kann bei der nächsten Periode bzw. Halbperiode wieder auf die ursprüngliche Frequenz umschalten. Da im letzteren Fall der Wechselstrom eine andere Phase aufweist, ist bei der Auswertung eine Bezugsphase erforderlich. Wie aus der Fig.4 hervorgeht kann mit

Hilfe der Schaltung der Fig.7 jede beliebige Phase beibehalten, d.h. die Frequenz beibehalten werden, die bei der Phasenänderung entstanden ist. Die Phasenänderungen werden immer im vorliegenden Fall beim Nulldurchgang vorgenommen. In der Fig.16 kann man eine Bezugsphase BPh vorsehen, von der aus vor- und nachteilend 2×30 Grad eine Phasenverschiebung vorgenommen wird.

In der Fig. 17 ist eine Erzeugung der Phasensprünge der Fig. 16 nach dem Prinzip der Fig.7 dargestellt. Der Winkel von 360 Grad wird durch 3600 Pulse gekennzeichnet. Liegt nur eine Amplitudenänderung mit der Bezugsphase vor, so wird das Zählglied immer von 0 bis 360 Grad durchgeschaltet. Die Steuerung erfolgt dabei über den Codierer Cod, der bereits in der Fig.7 beschrieben wurde. Die Amplitudenänderung erfolgt dabei wie in der Fig.7 oder wie in der Fig.9 dargestellt. Soll der Phasensprung Ph1 in Fig.16 erfolgen, so muss, wenn eine Gleichstromfreiheit erforderlich ist, jede Halbperiode bis zum Ausgang 195 geschaltet werden. Eine Bezugsphase ist bei der Auswertung nicht notwendig, weil, solange keine weitere Phasenänderung erfolgt, durch die Periodendauer ja die eindeutige Phase festgelegt ist. Liegt die Codierung auf dem Vektor Ph3, so ist die Periodendauer 330 Grad, d.h. beim Ausgang 165 erfolgt immer eine Umschaltung. Die Phasenverschiebung ist hierbei immer auf die Periodendauer bezogen. Würde z.B. im letzten Fall die Phasenverschiebung auf die Halbperiode bezogen, so müsste jeweils eine Rückschaltung beim Ausgang 150 erfolgen. Andere Methoden der Erzeugung von Phasensprüngen können genau so verwendet werden.

Die Auswertung der Phasensprünge erfolgt in bekannter Weise durch Abmessung der Periodendauern mittels einer überhöhten Steuergeschwindigkeit von Zählgliedern, z.B. in der europäischen Patentanmeldung 86104693.6 offenbart.

Bei der Auswertung der Fig. 14 ist eine Bezugsphase erforderlich. Die Amplitudenpunkte 1 bis 4 sind unmittelbar auf der Bezugsphasenlage, während die anderen 12 Codierungspunkte voreilend und nachteilend zur Bezugsphase angeordnet sind. Es wird angenommen die Signale sind die eines Fernsehsystems. In der Austastzeit wird dann die Bezugsphase ermittelt und zugleich Steuersignale übertragen. Dabei werden nur die Amplitudenwerte auf der Bezugsphase verwendet. Vom Übertragungsweg ÜW werden die Signale dem Eingangssatz EST zugeführt (Fig.12). Einmal gehen sie dann zu einem Begrenzer B und einmal zu einer Codeauswertung CA. Im Begrenzer werden die positiven und negativen Halbwellen zu Jp und Jn- Impulsen umgewandelt. In der Vergleichseinrichtung VE wird nun die Phase der von dem Übertragungsweg kommenden Impulse mit einem Bezugsphasenimpuls JBn verglichen. In der Fig. 12 sind die vor-

nachteilenden und der Bezugsphasenimpuls Jv, Jn, JB dargestellt, die mit dem aus einer Codierung ermittelte Bezugsphasenimpuls JBn verglichen werden. Die 3 möglichen Phasenwerte voreilend oder Bezugsphase werden jeweils zur Codeauswertung gegeben. In dieser werden die Amplitudenwerte ermittelt und in Verbindung mit der vor-nachteilenden oder Bezugsphase werden dann die Codierungspunkte ermittelt und über S zur weiteren Verwertung weitergesendet. Die Codierung der Bezugsphase in der Austastzeit kann z.B. so aussehen, dass man 4 mal den Punkt 2 und 4 mal den Punkt 4 auf der Bezugsphase sendet. Die Auswertung derselben erfolgt in der Bezugsphasenauswertung BA. Von dieser wird dann ein Bezugsphasenimpuls JBn zur Vergleichseinrichtung gegeben.

In der Fig.18 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt. Die 5 Kanäle K1 bis K5 sollen codemultiplex nur über einen Kanal bzw. Weg übertragen werden. Die z.B. binärcodierte Information dieser 5 Kanäle wird zuerst im Speicher Sp gespeichert. In der Fig.20 sind z.B. die Schritte der Binärzeichen dargestellt und zwar bereits synchronisiert. Zu codieren sind also jeweils 5 parallel angeordnete Schritte bzw. Impulse S1,2,3,... Die Schritte von S1 sind 1-1-0-1-0. Für die Codierung dieser 32 Kombinationen sind 5 bit erforderlich. Im Beispiel werden diese mit den Amplituden der Halbwellen eines Wechselstromes mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert und mit einem voreilenden und einem nachteilenden Phasensprung von 36 Grad codiert, wie in der Fig.19 gezeigt ist. Vom Speicher Sp der Fig.18 werden die Binärwerte dem Codierer Cod zugeführt und in diesem in einen entsprechenden Code umgewandelt. Im Decodierer der Empfangsseite werden entsprechend dem Code den 5 Kanälen die entsprechenden Schritte wieder zugeordnet.

In der Fig.21 ist eine weitere Anwendung der Erfindung für die Codierung und Übertragung der Signale beim Farbfernsehen dargestellt. Das Luminanzsignal wird mit 6 MHz abgegriffen. Dieses Prinzip ist bereits schon in der Offenlegungsschrift P 32 23 312 offenbart. Die Farben rot und blau sollen je mit 1,2 Mhz abgegriffen werden, d.h. auf 5 Luminanzabgriffe trifft je ein Rot- und Blauabgriff. Die Luminanzabgriffe sind mit I,II, III,IV,V bezeichnet. Diese Probeentnahmen werden mit 8 bit codiert, im Beispiel binärcodiert. Mit dem Abgriff III müssen dann auch die Abgriffe für rot und blau erfolgen. Die Probeentnahmen von rot und blau werden im Beispiel mit 6 bit binärcodiert. Während der Übertragung der 5 Luminanzprobeentnahmen wird auch gleichzeitig der Code für die Farbprobeentnahmen rot und blau gesendet. Mit dem Abgriff von rot und blau könnte man mit der Übertragung der Farbe und mit der Probeentnahme I des Lumi-

nanzsignales beginnen. Man kann auch alle 5 Luminanzprobeentnahmen und Farbsignalproben speichern und erst nach der 5. Probeentnahme mit der Übertragung aller Fernsehsignale beginnen. In der Fig.21a sind die binären Codes aller zu übertragenden Signale aufgezeichnet. Die 8 bit 1-8 der Luminanzprobeentnahmen sind jeweils parallel angeordnet. Seriell sind dann unter 9,10 digitale Ton- und sonstige Signale T+So, die 6 bits des Rotsignales und nochmals die Ton- und sonstigen Signale und unter 11,12 wieder die Ton- und sonstigen Signale und die 6 bits des Blausignals angeordnet. Zweckmässig ist es, wenn man die Luminanzproben I bis V beim Sender noch speichert und die Farbcodes für rot und blau mit den vorhergehenden Luminanzproben sendet, sodass dann beim Empfänger sich eine Speicherung der 5 Luminanzproben erübrigt. Es müssen dann lediglich die Rot- und Blau proben gespeichert werden. Die Ton- und sonstigen Signale müssen ebenfalls gespeichert werden und dann zeitgleich mit dem Bild dem Lautsprecher zugeführt werden. Diese Signale können natürlich auch in die Austastzeit gelegt werden. Im Beispiel sind also 12 bit für die Übertragung einer Luminanzprobe für die Ton- und sonstigen Signalproben und für die Farbprobeentnahmen erforderlich. In der Fig.21b ist ein Beispiel für die Codierung dieser 12 bits dargestellt. 5 Halb-Perioden eines Wechselstromes werden hierfür vorgesehen. Der Binärcode besteht dabei aus Codeelementen der Halbwellen mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert. Zusätzlich wird noch eine voreilende und nacheilende Phasenverschiebung von 36 Grad vorgesehen, sodass man damit 12 bit erhält.

In der Fig.22 ist eine Übersicht eines solchen Fernsehsenders dargestellt. Das Steuerorgan StO steuert die Fernsehkamera FK liefert auch die übrigen Steuersignale wie Austast- und Synchronisierungssignale A+S. Die Rot-Grün- und Blausignale werden einmal der Y-Matrix YM und rot und blau zugleich der Farbartaufbereitung FA zugeführt. Zugleich ist ein Konzentrador K vorgesehen, der das Luminanzsignal Y, die Farbsignale r+bl und die Ton- und sonstigen Signale abgreift. Beim Abgriff 3 wird über die Verbindung 3a ein Kriterium zur Farbartaufbereitung gegeben. In dieser wird ein Abgriff vom Rot- und Blausignal vorgenommen und beide Werte werden in den Kondensatoren C1 und C2 gespeichert. Der FA wird noch von der Y-Matrix ein Y-wert der beim 3. Abgriff vorhanden ist, zugeführt, sodass man am Abgriff 6a und 6b die Farbdifferenzsignale r-y und b-y erhält. - Man kann auch nur die Farbauszugssignale abgreifen. Über den Baustein TSo werden die Ton- und sonstigen Signale analog über 6c und 6d dem Konzentrador zugeführt. Vom Konzentrador aus werden alle Werte einem Speicher Sp zugeführt. Vom Speicher aus

werden die Signale zeitgerecht z.B. wie in Fig.21a beschrieben, einem Analog/Digitalwandler zugeführt. In diesem erfolgt eine Codierung entsprechend der Fig.21b. Während der Austastzeit erfolgt eine Umschaltung auf den Konzentrador K1 über U. Als Austastkriterium kann man z.B. einigemal das Codewort mit nur Nullen senden. - --- Auch können in der Austastzeit noch sonstige Signale So gesendet werden. Auch den Beginn einer Zeile kann man durch einen Nullcode markieren. Während der Zeile ist durch die Folge und der Zahl der Halbwellen eine Synchronisierung vorgegeben. Bei dem vorliegenden Code ist eine Nenn Frequenz von 15 MHz erforderlich. Will man nur einen Amplitudencode verwenden, sind 2 Wechselströme mit je 18 MHz erforderlich, die man dann um 90 Grad phasenverschieben könnte und addiert übertragen könnte. Es ist lediglich eine Frage der Wirtschaftlichkeit und Sicherheit welche Methode hier verwendet wird. Der vor- oder nacheilende Phasensprung wird im Beispiel durch die Periodendauer festgelegt. Es ist also dann keine Bezugsphase erforderlich. Natürlich können zur Verringerung der Frequenz mehrstufige Amplitudencodes oder/und Phasencodes verwendet werden. An den Eingang Ton T kann man z.B. das PAM-Signal anlegen, das dann innerhalb der 8 KHz-Zeit öfters abgegriffen wird. Es gibt hier zahlreiche Möglichkeiten den Abgriff 6c/6d auszunützen. In der Fig.23 ist eine Teilübersicht eines Fernsehempfängers dargestellt. Über die HF-Oscillator und Mischstufe und dem Verstärker V werden die Signale dem Demodulator DM zugeführt. In diesem werden z.B. die Signale wie sie in der Fig.21b dargestellt sind wieder gewonnen und dem Decodierer DC zugeführt. Die Farbsignale werden in der Folge der Matrix Ma weitergegeben. An diese auch das Y-Signal geschaltet. Am Ausgang der Matrix erhält man dann z.B. die Farbdifferenzsignale R-Y, G-Y und B-Y, die wie UY an die Fernsehröhre geführt werden. Der Decoder DC liefert dann noch die Austast- und Synchronisierungssignale AS, die Ton- und sonstigen Signale.

In der Fig.24 ist ein Beispiel dargestellt, bei dem der Code für den Codemultiplex aus mehreren Wechselströmen gewonnen wird. Es stellt einen Binärcode dar bei dem die Halbwellen der Wechselströme als Codeelemente dienen und bei dem ein grosser und ein kleiner Amplitudenwert die Kennzustände bilden. Die zu übertragenden Kennzeichen bestehen aus Rechteckimpulsen der Frequenz 1000 Hz, wie in der Fig.24a dargestellt ist. Es sollen 20 Kanäle codemultiplex übertragen werden. Hierfür werden die Halbwellen der Wechselströme 1000, 1500, 2000, 2500 und 3000 Hz vorgesehen. Jedem Kanal kann man natürlich zeitmultiplex mehrere Kanäle niedrigerer Bitfrequenz zuführen. Dieselbe Bit-Zahl könnte man genau so mit 2 Wechselströmen mit 2000 Hz und nochmals

2 Wechselströmen mit 3000 Hz erreichen, wobei diese jeweils gegeneinander um 90 Grad phasenverschoben sein müssten, sodass sie bei der Übertragung addiert werden könnten. Wie am besten die Synchronisierung zwischen den einzelnen Kanälen hergestellt wird ist bereits bekannt (Unterrichtsblätter der DBP Heft 4/6 Jahr 79), und es wird deshalb nicht weiter darauf eingegangen. Auf dieselbe Art kann man auch die digitalisierte Sprache bzw. mehrere Sprachkanäle gleichzeitig übertragen.

Bei einer Amplitudencodierung kann man mit demselben Wechselstrom Duplexbetrieb durchführen. Dazu ist es notwendig, dass der Gegencodierwechselstrom um 90 Grad phasenverschoben ist. In der Fig. 25 ist dieses Prinzip dargestellt. Der Code kann dabei digital, ein Binärcode sein entsprechend dem Patent DE 30 10 938 oder aber auch analog entsprechend dem kanadischen Patent 1 214 227. Bei Halbwellen als Codeelemente ist bei digitaler Codierung die Frequenz 32 KHz und bei analoger Codierung 4 KHz. In der Fig. 25 ist S1 das Mikrofon und E2 der Hörer des einen Teilnehmers und S2 und E1 des anderen Teilnehmers. In S1 ist noch ein Codierer, in dem aus der Sprache der Codierwechselstrom gewonnen wird. Von S1 geht der Codierwechselstrom über eine Gabel G, die Anschluss- bzw. Verbindungsleitung RL zur Gabel G des Gegenteilnehmers und zum Hörer E1. In diesem ist zusätzlich ein Decodierer, der aus dem Codierwechselstrom wieder die Sprache herstellt. Der Codierwechselstrom von S1 sei der Synchronisierwechselstrom. Von E1 wird dieser über einen Phasenschieber 90 Grad zu S2 abgezweigt, in dem er ggf. verstärkt wird. Spricht nun S2, so wird ein um 90 Grad phasenverschobener Codierwechselstrom über G, RL, G nach E2 gesendet, dort decodiert und dem Hörer als Sprache übermittelt. Wenn z.B. kurzzeitig gleichzeitig gesprochen wird, entsteht auf dem Übertragungsweg RL ein Additionswechselstrom. Eine Auslöschung wird nicht verursacht. Dieses Prinzip kann genau so beim Duplexverkehr bei der Datenübertragung vorgesehen werden. Weitere diesbezügliche Beispiele sind in der Offenlegungsschrift DE 3802088 offenbart.

Diese Methode kann natürlich auch bei Funk z.B. beim Richtfunk verwendet werden. In der Fig. 26 ist eine diesbezügliche Übersicht aufgezeichnet. Der Sendewechselstrom wird hier zugleich als Codierwechselstrom mit vorgesehen. Vorteilhaft wird eine Vorstufenmodulation verwendet. Im Oszillator Os21 wird der Sendewechselstrom erzeugt. Im Analog/Digitalwandler A1/D1 wird das Basissignal in einen Wechselstromdigitalcode umgewandelt. Noch einfacher ist es als Oszillator und Codierer eine Anordnung nach der Fig. 7 vorzusehen. Vom Codierer aus wird dann das elektronische Relais so gesteuert, dass am Ausgang J

grosse und kleine Rechteckimpulse vorhanden sind, die dann im Tiefpass TP zu einem sinusförmigen Wechselstrom geformt werden. - Über nicht eingezeichnete Verstärker gelangt dann der Codierwechselstrom zur Endstufe E und zur Sendeanenne. In der Endstufe kann man noch einen Zweigstromkreis vorsehen, in dem die Oberwellen um 180 Grad phasenverschoben werden, die dann zur Kompensation dem Hauptstromkreis wieder zugeführt werden. Auf der Empfangsseite werden die Nutzsignale über einen festen Abstimmkreis einem Verstärker V zugeführt und dann an den Digital-Analogwandler D2/A2 weitergeschaltet. Das Analogsignal wird dann z.B. über eine Vermittlung weiter geleitet. Über den Verstärker V wird der Sendewechselstrom auch zu einem Phasenschieber von 90 Grad Ph abgezweigt und dann zum Oszillator Os2 weitergeschaltet. Mit diesem wird der Oszillator synchronisiert. Über den Wandler A3/D3, nicht eingezeichnete Verstärker und den Endverstärker E wird dann der Sender der entgegengesetzten Richtung betrieben. Der Empfänger E1 ist genau so wie der Empfänger E2 geschaltet, nur der Phasenschieber ist nicht erforderlich.

Ein Phasenschieber nach dem Prinzip der Fig. 7 ist in der Fig. 27 dargestellt. In dieser ist zugleich ein Ausgleich für kleine Frequenzschwankungen vorgesehen. Für diesen Zweck wird ein Zählglied Z vorgesehen mit 1000 Ausgängen. Während einer Halbwelle des Sendewechselstromes durchläuft das Zählglied diese 1000 Ausgänge. Die Steuerimpulse Js werden in einem nicht eingezeichneten Oszillator erzeugt. Bei 90 Grad Phasenverschiebung trifft auf eine Halbwelle eine Phasenverschiebung von 45 Grad, das entspricht 250 Ausgängen. Die vom Verstärker V kommenden Sendewechselstromhalbwellen werden einem Begrenzer zugeführt, sodass am Ausgang desselben Rechteckimpulse Jp und Jn entstehen. Diese Impulse werden dem Steuerglied St zugeschaltet. An dieses werden noch die Steuerimpulse Js und das Beginnkennzeichen Be gelegt. Das Steuerglied ist so geschaltet, dass immer nur ganze Jp bzw. Jn-Impulse beim Zählglied wirksam werden. Hat während eines Impulses Jp das Zählglied den Ausgang 1000 erreicht, so kommt das Gatter G11 in Arbeitsstellung. Am Gatter G12 ist ein Jn-Impuls und nach dem Ende des Jp-Impulses durch die Verzögerung des monostabilen Gliedes mG4 kurzzeitig noch Potential angeschaltet. G12 wird wirksam und legt an den einen Eingang von G13 Potential, am anderen Eingang von G13 wurde bereits I - Potential von G11 aus angelegt. Am Ausgang von G13 erfolgt nun ein Potentialwechsel, der G16 am Ausgang umpolt. Dies hat zur Folge, dass G17 für das Zählglied ein Rückschaltpotential erzeugt. Auch an die Gatter G8, G9 und G10 wird solches Potential gelegt, dass die in Zusammenwirken mit den

belegten Ausgängen 1000, 999, 1001 eines der monostabilen Glieder $mG1$, $mG2$ oder $mG3$ steuern. Da der Jp -Impuls das Zählglied bis 1000 gesteuert hat, wurde nun das Gatter $G9$ und $mG2$ wirksam. Wird nun mit dem nächsten Jn -Impuls das Zählglied auf den Ausgang 250 gesteuert, so wird das Gatter $G6$ wirksam, das das elektronische Relais ER steuert, das entsprechend der Fig.7 einen Rechteckimpuls erzeugt, der im Tiefpass zu einer Halbwelle geformt wird. Für den Jn -Impuls sind für die Ausgangsmarkierung die Gatter $G15$, $G14$ und das monostabile Glied $mG5$ angeordnet. Das monostabile Glied $mG2$ hält sich z.B. bis zum Ausgang 260. $G6$ geht dann wieder in die Ausgangsstellung. Das elektronische Relais bleibt bis zur nächsten Markierung des Ausganges 250 in der Stellung. Wird durch eine Frequenzschwankung nur der Ausgang 999 erreicht, so wird an Stelle von $G9$ das Gatter $G8$ markiert und $mG1$ und $G5$ beim Erreichen des Ausganges 249 zur Wirkung gebracht. Wird der Ausgang 1001 erreicht, so wird $G10$ und $mG3$ zur Wirkung gebracht und beim Erreichen des Ausganges 251 das Gatter $G7$. Solche Frequenzschwankungen werden also auch an den 90 Grad phasenverschobenen Wechselstrom weitergegeben. In der Fig.27 a ist das Steuerglied im Einzelnen dargestellt. Die Impulse Jn und auch das Beginnzeichen sind an das Gatter $G3$ geschaltet. Sind beide vorhanden, wird $G3$ wirksam und bringt das bistabile Glied bG in die Arbeitslage, das nun an das Gatter $G1$ Arbeitspotential legt. Erst jetzt kann der Jp -Impuls zur Wirkung kommen. Die Steuerimpulse Js gelangen nun über das Gatter $G2$, das lediglich ein Potentialumkehrgatter ist, an das Zählglied. Die weiteren Vorgänge am Zählglied sind bereits beschrieben.

In der Fig.27 kann die negative Halbwelle entweder durch den Jn -Impuls erzeugt werden, oder es wird der Durchlauf der positiven Halbwelle wiederholt, wobei die jeweils markierten Ausgänge gespeichert werden.

Der bei der Erfindung verwendete Code kann vorzugsweise ein Amplituden und/oder Phasencode sein, wie z.B. ein solcher in Fig. 16 dargestellt ist. Bei einem reinem amplitudencode kann man auch 2 Codewechselströme gleicher Frequenz vorsehen, wobei der eine dann bei der Übertragung um 90 Grad phasenverschoben wird und in der Folge mit dem anderen addiert wird.

Das Prinzip der Erfindung kann auch für die Übertragung digitalisierter Sprache. In der Fig.28 sind 5 Codierwechselströme mit einem Binärcode, wobei die Kennzustände ein grosser und ein kleiner Amplitudenwert der jeweiligen Halbwelle ist, dargestellt. Die Frequenzen sind dabei 8,12,16,20 und 24 KHz. Man erhält dabei 20 bit, werden zusätzlich 2 Wechselströme gleicher Frequenz, jedoch um 90 Grad phasenverschoben, vorgesehen,

so erhält man 40 bit, d.h. bei 8 bit Codewörtern, wie in der Fig.28a dargestellt, kann man damit 5 digitalisierte Sprachkanäle übertragen.

In den Fig 21 und 22 genügen je Zeile bei einer Abgriffsfrequenz von ca. 30 KHz (PAM) je Zeile 2 Ton- Abgriffe, die z.B. beim Beginn der jeweiligen Bildzeile und in der Mitte der Bildzeile erfolgen können, der Abstand ist dann 32 μs . Jeder Abgriff wird dann im Analog/Digitalwandler A/D in einen 8 bit-Code umgewandelt und wird dann, wie in der Fig.21a dargestellt ist, mit den folgenden 5 Luminanzcodewörtern gesendet. In der Fig. 21a z.B. mit $I/9,10,11,12$ und $V/9,10,11,12$. Die Abgriffe während der Bildwechselzeit müssen z.B. durch eine Zeitmessung ermittelt werden. Die Codierung erfolgt dann auch in der Bildwechselzeit.

Für das Codemultiplex kann natürlich jeder beliebige Code verwendet werden wie der AML- oder HDH-3 Code. In den Beispielen wird vielfach ein Amplitudencode verwendet, bei dem die Codeelemente aus den Halbwellen bzw. Perioden eines sinusförmigen Wechselstromes mit den Kennzuständen kleiner und grosser Amplitudenwert bestehen. Einem Codeelement entspricht dabei einem bit. Werden z.B. 12 bit für das FBAS- und Tonsignal benötigt, so sind 12 Halbwellen erforderlich. Die Codierung kann synchron mit den Abgriffen bewerkstelligt werden, da sich die Länge der Codewörter nicht ändert. Wird dagegen ein Phasencode bzw. zusätzlich ein Phasencode vorgesehen, so ändert sich bei jeder Phasenänderung auch die Periodendauer, sodass bei einem periodischen Abgriff und bei gleichgerichteten Phasenänderungen die Signalabgriffe nicht mehr synchron mit dem Code sind. Zur Kompensation gibt es hier 2 Möglichkeiten - ausser einer Pufferspeicherung - einmal bei jeder Phasenänderung bis zur nächsten Phasenänderung die Nennfrequenz wieder herstellen, z.B. in der Fig.4 sie die Nennfrequenz f_2 und erfolgt eine Phasenänderung $T=f_1$ und haben die folgenden Codierungen dieselben Phasenänderungen, so werden die folgenden Codierungen mit der Nennfrequenz f_2 codiert. Erst wenn sich die Phase f_1 wieder ändert, erfolgt dann eine Phasenänderung in Bezug auf die Bezugsphase, d.h. beim Empfänger muss die Bezugsphase gespeichert werden. Diese kann z.B. in der Austastzeit vom Sender übertragen werden. Eine andere Möglichkeit Überlappungen zweier Abgriffe zu vermeiden, besteht darin, dass beim Sender mit jedem Codewort eine Messung zwischen Codewortende und dem vorhergehenden und dem folgenden Abgriff erfolgt. Ist die Gefahr einer Überlappung in voreinander oder nacheilender Richtung vorhanden, so werden Codewörter mit den kleinsten oder grössten Periodendauern zwischengeschaltet. In den Fig.29a und 29b sind solche dargestellt. Durch Zeilenspeicherung kann man dies umgehen.

In der Fig.19 hat ein Codeelement 6 verschiedene Stufen und 2 Stellen das Codewort, infolgedessen sind 6 hoch 2 Kombinationen möglich, also 36 Kombinationen. Mit 32 Kombinationen erhält man 5 bit. In der Fig.21b kann ein Codeelement ebenfalls 6 Stufen annehmen, sodass bei 5 Stellen 6 hoch 5 = 5184 Kombinationen möglich sind, also mindestens 12 bit. Bei 12 bit erhält man 4096 Kombinationen.

In der Fig.22 wird die PAM für den Ton im TSO-Glied erzeugt und jeweils z.B. halbzeilenweise an 6c gelegt. Die Anschlüsse 6c und 6d sind nicht erforderlich, wenn der Ton und die sonstigen Signale in die Austastzeit gelegt werden, sodass dann der Konzertator K1 diese Aufgaben übernimmt.

Mit Hilfe der Fig.21,22 und 23 sollte gezeigt werden, wie man z.B. den Codemultiplex auch beim Fernsehen anwenden kann. Die Übertragungsfrequenz kann natürlich wesentlich verkleinert werden, wenn man mehr Amplituden und/oder Phasenstufen vorsieht. Man kann auch zusätzlich mit verschiedenen Trägern, wie z.B. in der Patentanmeldung P 32 29 139.6 Fig.9 vorgesehen, oder mit verschiedenen Stromwegen kombinieren. So kann man z.B. in Fig.28 mit 8 KHz einen 64 Kbit Sprachkanal übertragen, und zwar mit einem Binärcode. 2 Stellen werden jeweils durch die beiden Halbwellen eines 8 KHz Wechselstromes markiert, 2 weitere Stellen durch die 2 Halbwellen eines Wechselstromes, der um 90 Grad phasenverschoben ist. Diese beiden Wechselströme werden summiert und als ein Wechselstrom über den einen Stromweg übertragen. Dasselbe erfolgt über einen 2. Stromweg, sodass das Codewort 8-stellig und 2-stufig ist, sodass man 256 Kombinationen erhält. Auf der Empfangsseite wird nach der Auswertung der Halbwellen und natürlich Zwischenspeicherung eine Dekodierung vorgenommen. Die Codierung kann auch duobinär erfolgen.

Eine weitere Methode, insbesondere analoge Signale wie Sprache, Töne, das Luminanzsignal beim Fernsehen, die Farbsignale beim Fernsehen, Fernwirkwerte, frequenzmoduliert zu übertragen und zwar mit weniger Bandbreite, besteht darin mit Hilfe der Pulsdauermodulation PDM die Grösse der PAM-Impulse in PDM Impulslängen umzuwandeln. Diese PDM-Impulse können dann in Wechselstromimpulse z.B. nach dem Verfahren der Fig.7 umgewandelt werden. Die Impulse werden dann durch die Halbwellen bzw. Perioden eines Wechselstromes gebildet, wobei die Periodendauern bzw. Halbperiodendauern der Halbwellen bzw. Perioden gleich der Länge der PDM-Impulse werden.

Das Spektrum der bisher verwendeten frequenzmodulierten Schwingung enthält oberhalb und unterhalb des Trägers eine grosse Anzahl von

Seitenschwingungen, sodass ein sehr breites Band bei der Übertragung erforderlich ist. Die benötigte Bandbreite ist dabei grösser als der doppelte Frequenzhub. Bei der erfindungsgemässen Schaltung können überwiegend digitale Schaltmittel verwendet werden, sodass eine preiswerte Herstellung möglich ist

Nachstehend wird nun die Methode an Hand von Zeichnungen näher erläutert. Zuerst werden bekannte Schaltungen nochmals erläutert, die u.a. bei der Erzeugung notwendig sind (Europäische Patentanmeldung 0 284 019). 2 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachstehend beschrieben. Zuerst werden die Prinzipien der beiden Ausführungen zusammengefasst. Die Information wird einmal pulsamplitudenmoduliert und in der Folge mit Hilfe des Äquidestanzverfahrens in pulsdauern umgewandelt, oder aber die Information wird unmittelbar mit Hilfe des Sägezahnverfahrens in Pulsdauern codiert. Diese Pulsdauern werden dann in Verbindung mit den Pausen zwischen den Pulsdauern zu Rechteckimpulsen und in der Folge mit Hilfe von Filtern zu sinusförmigen Codierwechselströmen umgewandelt. Die Umformung der Pulsdauern und Pausen erfolgt mit Hilfe von Zählgliedern in Verbindung mit elektronischen Schaltern. Die Pulsdauer entspricht dann der Dauer einer Halbperiode bzw. Periode des Codierwechselstromes. Ist die Pulsdauer klein, ist die Frequenz der Halbwelle bzw. Periode beim Codierwechselstromes hoch, ist die Pulsdauer gross, so ist die Frequenz der Halbwelle bzw. Periode beim Codierwechselstrom klein. Auf der Empfangsseite erfolgt die Auswertung beispielsweise durch Abmessung der Halb- bzw. Periodendauern. Hier liegt also gleichzeitig eine Frequenz- und Phasenmodulation vor.

Bei der 2. Ausführungsform werden der Pulsdauerimpuls, in Fig 32 PD1, PD2 und die Pause zwischen den Pulsdauern (Fig 32, P) - die Pulsdauer und die Pause entspricht z.B. jeweils dem Abstand zwischen 2 Abgriffen, in Fig 30a mit t_p bezeichnet - einem elektronischen Relais zugeführt, in dem dann bipolare Rechteckimpulse erzeugt werden. Mit Hilfe von Filtern wird dann der frequenzmodulierte Codierwechselstrom erzeugt.

In der Fig.7 ist dargestellt wie mit Hilfe eines Zählgliedes Z in Verbindung mit der Frequenz der Fortschalte- bzw. Messimpulse, die im Oszillator Osc erzeugt werden, die Zeit eines Pulses bestimmt wird. Der jeweilige Ausgang des Zählgliedes markiert dann die Zeit. Dieser wird dann in Verbindung mit Gattern für die Steuerung eines elektronischen Relais ER vorgesehen. Dieses erzeugt dann bipolare Rechteckimpulse.

Die Funktion ist im Einzelnen folgende. Im Oszillator Osc werden die Fortschalte- bzw. Messimpulse für das Zählglied Z erzeugt. Diese gelangen über das Gatter G1 auf das Zählglied Z, solange

das Beginnzeichen an B vorhanden ist. Im Beispiel werden nur die Ausgänge Z1 und Z2 des Zählgliedes benötigt. Diese Ausgänge liegen an den Gattern G2 und G3. Soll die Halbperiode des Rechteckpulses J die Grösse der Summe der Messimpulse bis Z1 haben, wird vom Codierer Cod aus an g3 h-Potential gelegt, sodass beim Erreichen des Ausganges Z1 am Ausgang von G3 ein Potentialwechsel stattfindet, der das elektronische Relais ER veranlasst den Rechteckimpuls zu beenden. War dies ein positiver Impuls, so wird der nächste Impuls negativ. Das Zählglied wird dann in dieser Stellung wieder zurückgeschaltet. Am Ausgang z2 ist hierfür das Gatter G4 vorgesehen. Vom Codierer aus kann auch über fA die Oszillatorfrequenz vergrössert oder verkleinert werden, sodass man z.B. mit den jeweiligen Ausgängen verschiedene Zeiten markieren könnte. Vom Codierer Cod geht auch eine Verbindung A zu ER, mit der man verschiedene Impulsgrössen J steuern kann.

Die Rechteckimpulse werden über einen Tiefpass TP, den Übertrager Ü und Filter Fi als sinusförmiger Codierwechselstrom auf die Leitung gegeben. Die Halb- bzw. Periode des Codierwechselstromes ist dieselbe wie die des Rechteckimpulses. Das Prinzip der Umwandlung der Rechteckimpulse in einen sinusförmigen Wechselstrom ist in der Fig.3 dargestellt. Werden z.B. Rechteckimpulse mit der Frequenz 1 MHz mit einem Tiefpass 5,5 MHz bandbegrenzt, so erhält man, wie in der Fig.3c dargestellt ist, noch ziemlich steile Flanken. In der Fig.3b wurde ein Tiefpass von 3,5 MHz eingesetzt, man sieht, dass hier die Flankensteilheit schon merklich nachgelassen hat. In der Fig.3a ist ein Tiefpass von 1,5 MHz eingeschaltet, beim Empfänger hat man hier einen sinusähnlichen Wechselstrom. Die Periodendauern sind dabei die gleichen wie die der Rechteckimpulse, d.h. man kann die Periodendauern als Mass für die Frequenzen bzw. Phasen hernehmen. In der Fig.7 wurde dieses Prinzip bei der Umwandlung der Rechteckimpulse J in einen Codierwechselstrom mit Hilfe des Tiefpasses TP angewendet.

In der Fig.4 sind Rechteckimpulse verschiedener Periodendauern aufgezeichnet, und zwar durch die Frequenzen ausgedrückt f, f_1 und f_2 . Diese Rechteckimpulse haben gegeneinander verschiedene Phasenverschiebungen bzw. verschiedene Frequenzen. Man sieht hieraus, dass man durch Änderung der Periodendauern Phasensprünge bzw. Frequenzsprünge hervorrufen kann, sodass man hierdurch auch eine Frequenzmodulation erhält. In der Fig.5 erfolgt solch ein Phasen- bzw. Frequenzsprung stufenweise. Damit wird erreicht, dass die Bandbreite klein wird. Wie aus der Fig 6 hervorgeht, erhält man bei Phasensprüngen von 5 Grad je 180 Grad bei 4 Phasensprungstufen eine Gesamtphasenverschiebung von 40 Grad.

In der Fig.30a sind PAM-codierte Pulse von einem Signal Inf dargestellt. Diese werden mit Hilfe eines Äquidistanzverfahren in Pulsdauerimpulse, wie in der Fig 30b gezeigt ist, umgewandelt. Der Abstand der PAM-Impulse (Fig 30a tp) zueinander entspricht jeweils einer Pulsdauer PD und einer Pause P, wie in der Fig 30b dargestellt. Eine Pulsdauermodulation kann auch mit Hilfe des Sägezahnverfahrens durchgeführt werden. In den Fig.31 und 32 ist dieses Verfahren dargestellt. Die Pulsdauern sind Rechteckpulse PD1, PD2 ... Weiterhin sind bekannt die symmetrische PDM und die bipolare PDM. (siehe auch Buch "Modulationsverfahren" von Stadler 1983).

In der Fig.35 ist ein Ausführungsbeispiel gemäss der Erfindung dargestellt. Im Pulsdauermodulator PDM werden die Pulse z.B. nach Fig 30b oder 32 erzeugt, und über G5 an das Gatter G1 geführt. Am anderen Eingang des Gatters G1 liegen die Messimpulse Jm, z.B. 100KHz Frequenz. Solange an G1 ein PD-Puls liegt, werden die Messimpulse Jm am Ausgang wirksam. Über das Potentialumkehrgatter G2 gelangen die Messimpulse an das Zählglied Z, das mit diesen Impulsen gesteuert wird. Die Zahl der Ausgänge am Zählglied entspricht z.B. dem Abstand zwischen 2 PAM-Pulsen, in Fig 30a tp. Die Abgriffsfrequenz sei 10 KHz, dann hätte das Zählglied 100.000 Ausgänge. Der Frequenzhub wird durch den grössten und kleinsten Amplitudenwert der Information Inf bestimmt, in Fig 30a mit gw und kw bezeichnet. Die Ausgänge A des Zählgliedes Z führen zu Gattern G3 und die Ausgänge der Gatter zu Gattern G4. Jeweils am anderen Eingang des Gatters G4 liegt der jeweilige PD-Impuls, der das Gatter G4 sperrt. Erst wenn der PD-Impuls nicht mehr da ist, kann auch das Ausgangspotential über G3 an G4 wirksam werden. ER erhält nun über G4 ein Potentialwechselkennzeichen für den nächsten Rechteckimpuls. Der Beginn des Rechteckimpulses wird durch den jeweiligen PD-Puls markiert. Der nächste Rechteckimpuls wird durch die Pause P (Fig 30b P) bestimmt. Von ER wird über P ein Potential an Gatter 5 gelegt, damit am Gatter G1 die Messimpulse Jm wieder durchlässig werden. Das Zählglied Z wird nun bis zum Ausgang Gatter G6 geschaltet. Wenn der nächste PD-Puls wieder kommt wird G6 wirksam und über R wird das Zählglied wieder in die Ausgangsstellung geschaltet. Am Ausgang von ER sind dann Rechteckimpulse RJ der Grösse der Halbperioden wie die der PD-pulse und der Pausen P. Im Filter Fi werden die Rechteckimpulse zu sinusförmigen Halbwellen fmo, damit ist die Information frequenzmoduliert. Die Halbperioden der Nutzsignalmodulationsfrequenzen bewegen sich dann zwischen den Halbperiodendauern am Zählglied mit kw und gw gekennzeichnet. In Fig. 33 ist z.B. kw = 15 KHz, die Mittenfrequenz 10 KHz und in

Fig. 34 $g_w = 75$ KHz. Im Beispiel können sich die Pulsdauern um die Hälfte ändern, dies ist eine Dimensionierungsache der Pulsdauermodulations-schaltungen. Die Halbwellen der Pausen haben in der Fig. 33 eine kleinste Frequenz von 7,5 KHz und in Fig.34 eine grösste Frequenz von 15 KHz. Die Amplituden der Halbwellen bleiben immer gleich. Die Auswertung auf der Empfangsseite erfolgt durch Abmessung der Halbperiodendauern. Eine Synchronisierung ist nicht erforderlich, da die Null-durchgänge einer Periode bei einer Codierung mit Hilfe einer PAM zugleich die Abgriffe codieren, es müssen also lediglich die positiven Halbwellen in PAM-Pulse umgewandelt werden. Die PAM-Pulse sind dann auf der Empfangsseite um eine Periode nacheilend.

Die Redundanz der Pausen in der Fig.35 kann vermieden werden, wenn man z.B. die PAM-Pulse speichert und nach jeder PD-Codierung den nächsten PAM-Puls abruf. Beim Empfänger ist allerdings dann eine Synchronisierung erforderlich. Bei Verwendung der PAM auf der Sendeseite müsste die Abgriffsfrequenz von Zeit zu Zeit synchronisiert werden. In Fig. 36 ist die Prinzipschaltung einer solchen Schaltung auf der Sendeseite dargestellt. Die PAM-Pulse werden im Speicher Sp gespeichert. Von ER kommt über AR der Abruf des nächsten Impulses. Vorbereitend war schon der nächste Impuls als PDM-Impuls im Speicher Sp1 gespeichert. Damit wird nun über das Steuerorgan St das Zählglied Z gesteuert und auf einen entsprechenden Ausgang eingestellt. Von ER wurde auch über R das Zählglied wieder in die Ausgangsstellung gebracht. Am Steuerorgan liegen auch die Steuerimpulse Jm. Mit dem Abruf des PDM-Impulses wird auch vom Speicher Sp ein PAM-Impuls zum Pulsdauermodulator gegeben und in diesem als PDM-Impuls solange gespeichert, bis der Sp1 Speicher wieder frei ist. Zweckmässig wird man 2 Sp1 Speicher vorsehen, die dann abwechselnd an das Steuergerät nach jedem Abruf von ER gelegt werden. Am Ende des PDM-Impulses wird über das Zählglied Z, G1, G2 ein Impuls-Endekriterium an ER gegeben. Der von ER erzeugte Rechteckimpuls PD wird auf den nächsten umgepolt, über R das Zählglied zurückgeschaltet und über AR der Abruf des näch-

In der Fig.39 sind 4 Kanäle dargestellt mit einer Halbwellencodierung mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert. Für alle 4 Kanäle ist die Frequenz die gleiche. Diese 4 Kanäle werden für die Codierung der Farbfernsehsignale vorgesehen. 8 bit sind für das Y-Signal (Luminanzsignal) und zwar je 4 bit beim Kanal a und b. je 2 bit in den Kanälen a und b sind für Ton

und sonstige Signale T+S vorgesehen. Der Kanal c ist für die Codierung des rot-Signales und der Kanal d für die Codierung des blau-Signals mit je 6 bit vorhanden. Je 2 Kanäle werden dann entsprechend der Fig. 11 Vektor I, (k1, k2) mit den Codierungen I, (II), IV, (III) zusammengefasst, sodass ein Summenwechselstrom entsprechend der Fig.9 zustandekommt. Die Phasenlage der beiden Summenwechselströme wird dann auf 0 Grad und 90 Grad festgelegt. Diese beide Summenwechselströme kann man nun auf der Basis der Quadraturamplitudenmodulation übertragen, sodass für die Übertragung aller Farbfernseh- und sonstigen Signale ein schmales Band benötigt wird. Als doppelte QAM übertragen, d.h. Kanal a+b quadraturamplitudenmoduliert und die Kanäle c+d quadraturamplitudenmoduliert, wobei die Kanäle zueinander $0^\circ, 90^\circ, 90^\circ$ und 180° Phasenlage aufweisen und deren Summenwechselströme 45° und 135° Phasenlage haben, und dass die beiden Summenwechselströme wieder quadraturamplitudenmoduliert werden, ist die Auswertung schwieriger, wie auch aus der Fig.11 ersichtlich ist (bei einmaliger QAM entstehen die Vektoren I, II und III).

Man kann die 4 Kanäle bzw. ihre binäre Werte auch codemultiplex übertragen. In der Fig.40 sind die Binärwerte der 4 Kanäle nochmals dargestellt. Entsprechend der Fig.41 sollen jeweils 2 Reihen der Fig.40 zu 8 bit zusammengefasst werden. In der Fig.39 sei 6 MHz die Frequenz der Wechselströme, für die Codierung sind dann 18 MHz erforderlich. Verwendet man in der Fig.41 eine duobinäre Codierung entsprechend der Fig. 62 mit den Halbwellen als Codeelemente, so würde man zwar gegenüber der Fig.39 an Bandbreite etwas gewinnen, aber die Frequenz wäre 3mal so hoch. Fasst man die Reihen 1,2,3 und 4,5,6, also 12 bit jeweils zusammen bei diesem duobinären Code, so ist für eine Reihe 1,2,3 ein 3-stufiges Codewort mit 8 Stellen erforderlich. 8 Stellen bedeuten 4 Perioden, Es wären also eine Frequenz von 2×24 MHz erforderlich, also auch für diesen Zweck zu hoch. In der Fig.45 ist ein 4-stufiges Codeelement dargestellt. bei 4 Stellen ergibt dies 256 Möglichkeiten. Eine Codierung nach Fig.41 ergäbe eine Frequenzreduzierung auf 36 MHz. In der Fig.63 ist ein 6 stufiges Codeelement dargestellt. Um 3 Reihen der Fig.40 seriell zu codieren, also 12 bit, wären hier 5 Stellen erforderlich. Es wären also noch 30 MHz erforderlich. Ausser den 3 Amplitudenstufen sind noch zwei Phasenstufen bzw. Periodendauern vorgesehen. In der Fig.46 sind 3 Amplituden und 3 Phasenstufen dargestellt. Werden aus der Anordnung der Fig.40 2 Reihen mit je 12 bit gebildet, sind für jede Reihe 3 Stellen erforderlich, für beide Reihen also 6 Stellen, d.h. es ist eine Frequenz von 18 MHz notwendig.

In der Fig.43 sind die Farbfernsehsignale an-

derst angeordnet. 8 bit für einen Y-Abgriff (Luminanz, Bildpunkt B) sind seriell zu je 4 bit, die Farben rot oder blau seriell je 3 bit in den Reihen III + IV. Das jeweils 4. bit in den Reihen 3 und 4 ist für Ton- und andere Zwecke vorgesehen. Die Farbe rot oder blau kommt jeweils bei jedem 2. Y-Signal, d.h. diese wechseln sich laufend ab. Werden die senkrechten Reihen 1/2 und 3/4, wie in der Fig. 44 dargestellt, zusammengefasst, so ergeben sich bei einer Codierung günstigere Verhältnisse. Bei 4 Stufen sind 3 Stellen erforderlich, es ist dann eine Frequenz von 18 MHz erforderlich. Werden die Reihen 1/2 und 3/4 parallel angeordnet, also 16 bit, so sind bei einer Codierung nach Fig. 46 4 Stellen erforderlich, also 12 MHz Frequenz. Die doppelte QAM der Fig. 39 kann, um noch mehr Sicherheit bei der Übertragung zu haben, frequenzmoduliert übertragen werden. Der Summenwechselstrom hat nur kleine Frequenzänderungen, sodass, wie aus der Fig. 64 hervorgeht, die frequenzmodulierte Schwingung doch schmalbandig übertragen werden kann. Aus dieser Fig. geht hervor, dass die Halbperiodendauer $T/2$ bei einer Frequenzerhöhung sehr klein wird, dass also die Frequenz stark zunimmt. Bei einer Modulationsfrequenz Mf und einer Amplitude u ist die Halbperiodendauer $T/2$, bei doppelter Amplitude $2u$ ist die Halbperiodendauer kleiner, während bei zusätzlich doppelter Frequenz $2Mf$ sich die Halbperiodendauer wesentlich verkleinert.

In der Fig. 47 ist eine Übersicht über einen Fernsehsender dargestellt, bei der die in den Fig. 40, 41, 43 und 44 erläuterten Codes verwendet werden. Vom Multiplexer (nicht eingezeichnet) kommen die analog abgegriffenen Signale in den Analoogspeicher ASp und von dort werden die Probeentnahmen an einen oder mehrere Analog/Digitalwandler weitergegeben. Die digitalisierten Signale werden dann im Digitalspeicher DSP gespeichert und in der Folge dem Ordner zugeführt. In diesem werden sie entsprechend den Fig. 40, 41, 43 oder 44 geordnet. So geordnet werden sie dem Codierer zugeführt. Entsprechend dem vorbestimmten Code z.B. nach Fig. 45 oder 46 oder 62 oder 63 codiert und dem Modulator MO zugeführt. Vom Oszillator wird der Sendewechselstrom dem Modulator zugeführt und der modulierte Sendewechselstrom über nicht eingezeichnete Verstärkerstufen und dem Endverstärker zur Antenne gegeben. Eine Übersicht vom Empfänger für die Auswertung der codierten Signale ist in der Fig. 48 dargestellt. Der Sendewechselstrom kommt über die Empfangsantenne E in die Stufen Abstimmkreis/Verstärker, Mischstufe/Oszillator Mi/Osc, über den Zwischenfrequenzverstärker ZF zur Demodulationsstufe - der Eingang ist wie ein Überlagerungsempfänger beim Rundfunkempfang geschaltet -, am Ausgang des Demodulators ist der

Codewechselstrom vorhanden. Dieser wird in den Decodierer geschaltet. Die im Sendemultiplexer abgegriffenen Signale werden hier wieder erhalten, wie das Y, r-y, b-y, Ton und sonstigen Signale S und den verschiedenen Schaltungen zugeführt.

In den Fig. 50 und 51 sind analoge Codierungen der Farbfernsehsignale dargestellt. In der Fig. 50 ist ein Wechselstrom gleicher Frequenz als Codewechselstrom vorgesehen. Die Amplituden der Halbwellen sind die Codeelemente. Die Abgriffsfolge ist y, r, y, bl, y, T + S usw. Die Übertragung dieser analog codierten Signale erfolgt auf der Basis der Frequenzmodulation, sodass man ein schmales Band - nur eine Frequenz Fig. 64 - und auch eine Übertragungssicherheit erhält.

In der Fig. 51 wird ebenfalls ein Analogcode vorgesehen. Es ist eine Phasencodierung. Der Analogcode ist durch verschiedene grosse Halbperiodendauern gegeben. Die Amplituden der Halbwellen haben dabei immer dieselbe Grösse, es ist eine Art Frequenz- und Phasenmodulation. Die einzelnen Signale sind wieder seriell angeordnet, im Beispiel y, r, y, bl, y, T + S. Die Übertragung erfolgt bei einer Abgriffsfrequenz des Y-Signales mit 6 MHz mit 6 MHz. Erfolgt ein Multiplexabgriff aller Signale, also auch des r, bl und T + S Signale, so ist eine Abgriffsfrequenz von 12 MHz erforderlich.

In der Fig. 52 ist eine Codierung entsprechend der Fig. 51 vorgesehen, lediglich die Ton und sonstigen Signale T + S werden durch einen überlagerten Amplitudencode codiert. Es ist ein Binärcode mit einer grossen und einer kleinen Amplitude. Die Werte des Y und der r + bl-Signale sind durch die Halbperiodendauern festgelegt. Synchron mit dem PDM-Impuls wird dann z.B. an das ER-Relais der Fig. 36 der jeweilige Amplitudenwert gegeben in dem dann ein Rechteckimpuls mit kleiner oder grosser Spannung erzeugt wird. Die Amplitudencodeelemente können z.B. mehreren Kanälen, wie Ton Stereo usw. zugeordnet sein. In der Fig. 55 sind die 4 Halbwellencodeelemente 4 verschiedenen Kanälen zugeordnet.

Eine Auswertung der PDM, PPM oder PFM-Impulse mit den Halbperiodendauern codiert, ist aus der Fig. 59 ersichtlich. Diese erfolgt wieder mit Hilfe einer Sägezahnspannung. Beim Beginn einer Halbwellen, also beim Nulldurchgang wird der Erzeuger der Sägezahnspannung eingeschaltet, nach der Halbwellen beim nächsten Nulldurchgang wird z.B. mittels eines Feldeffekttransistors die Sägezahnspannung kurzzeitig an einen Kondensator geschaltet und in diesem gespeichert. Die Halbperiodendauer $T/2$ ist dann gleich dem Spannungswert $T/2$ oder analog der Grösse des Spannungswertes. Die Halbperiodendauer von 1 entspricht dem Spannungswert u_1 , die von 2 dem von u_2 , usw. Wurde auf der Sendeseite Sprache mit 8 KHz pulsamplitudenmoduliert, so muss auf der Emp-

fangsseite mit derselben Frequenz die Spannung u_1, u_2, u_3 jeweils abgegriffen werden und zum Sprachwechselstrom umgeformt werden. Bei einem zeitmultiplexen Abgriff mehrerer Kanäle, müssen die gespeicherten Werte u_1, u_2, u_3, \dots mit derselben Frequenz des zeitmultiplexen Abgriffes wieder verteilt werden. Die Herstellung der ursprünglichen Information kann z.B. in der Weise erfolgen, indem man den ausgewerteten Code u_1, u_2, \dots nach der Kanalzuteilung treppenförmig ausbildet und dieses Treppensignal über einen Tiefpass führt. Solche Umformungen sind bekannt und es wird daher nicht näher darauf eingegangen.

Auf dieselbe Weise wie in Fig.59 die PDM-Impulse können auch PPM-Impulse decodiert werden. In der Fig.60 ist dies dargestellt. Der Abstand T_2 der Pulse wird mit der Sägezahntheode wieder in PAM-Pulse umgeformt und gespeichert. Der Abstand T_2 entspricht dann der Spannung u_1 usw.

Bei der Übertragung von Fernsehsignalen nach dem Prinzip der Fig.36 und 38 müssen die ausgewerteten Signale auf der Empfangsseite synchron verteilt werden. In der Austastzeit müssen Synchronisierungspulse gesendet werden, damit entsprechend der Sendeseite die Abtastfrequenz auf der Empfangsseite die Verteilfrequenz festgelegt werden kann. Die Summe der vorkommenden grössten Halbperiodendauern je Zeile darf die Zeit von 54 μs nicht überschreiten, dies ist die Zeit die für eine Zeile bei einem Bildformat 4:3 vorgesehen ist. Im Sender müssen infolgedessen die Halbperiodendauern mit abgemessen werden u.U. muss in den Zeilencode noch ein Füllcode, der z.B. die kleinsten oder grössten Periodendauern in bestimmter Folge beinhaltet. Man kann natürlich auch andere Füllcodes vorsehen. Ausserdem ist zusätzlich die Austastzeit als Füllcode noch vorzusehen. In der Fig.61 sind die kleinsten und grössten Halbperiodendauern k und g dargestellt. Solche können z.B. abwechselnd gesendet werden. Auf dieser Basis können auch mehrere Kanäle über einen Übertragungsweg zusammengefasst werden. In der Fig.56 ist ein solches Beispiel dargestellt. Mit dem Multiplexer M_u werden die Kanäle 1 bis n pulsamplitudenmässig zusammengefasst, was ja bekannt ist. Diese PAM-Proben werden im Speicher S_p gespeichert, vom PDM abgerufen und, wie bereits beschrieben, über ein Steuergerät St , an das die Steuerimpulse J_m angeschlossen sind, dem Zählglied zugeführt. Die übrigen Schaltvorgänge sind dieselben wie z.B. in der Fig.36 beschrieben. Nach dem Pulsdauermodulator PDM können die Impulse auch direkt entsprechend der Fig.38 weiter verarbeitet werden. Auf der Empfangsseite muss natürlich entsprechend der Abgriffsfrequenz des Multiplexers synchronisiert und verteilt werden.

In der Fig.57 ist eine andere Möglichkeit der

Mehrfachausnutzung eines Stromweges aufgezeigt. Um die Codewechselströme frequenzmässig trennen zu können, werden solche Steuerimpulse verwendet, dass die Frequenzbereiche der Codewechselströme einen solchen Abstand haben, dass eine einwandfreie Auswertung möglich ist, z.B. mittels Filter eine Trennung in der Empfangsstelle. In der Fig.57 ist Z_1 der eine Umsetzer mit den Steuerimpulsen J_{m1} und Z_2 der andere Umsetzer bzw. Zählglied mit den Steuerimpulsen J_{m2} . In der Fig.58 ist die Frequenzlage der beiden Kanäle dargestellt. $T/2I$ und $T/2II$ sind die kleinsten Frequenzen der beiden Kanäle. Durch den Winkelhub f_2 kommt man näher an den Frequenzbereich vom Kanal $T/2I$. Im Beispiel ist noch ein Abstand von Δf vorhanden. Dieser kann so gewählt werden, dass preislich günstige Filter eingesetzt werden können.

Nachstehend werden noch einige Codes dargestellt, mit den man mit einer Frequenz Daten, im Beispiel Fernsehsignale codieren und übertragen kann. In der Fig.53 ist ein Binärcode dargestellt, bei dem als Codeelemente die Amplituden von Halbwellen mit den Kennzuständen grosser und kleiner Amplitudenwert vorgesehen werden. Mit einer Halbwelle kann dann ein bit codiert werden. Für das Y-Signal sind 8 bit, für das rot und Blausignal je 6 bit und für den Ton (digitalisiert) und sonstige Signale sind 2 bit vorgesehen. Rot und blau werden abwechselnd, wie z.B. in der Fig.51 dargestellt, codiert. Bei 6 Meg Abgriffen für das Y-Signal wäre hier ein Codierwechselstrom mit 48 MHz erforderlich. In der Fig.54 ist eine duobinäre Codierung hierfür vorgesehen. Der Codierwechselstrom hat dann eine Frequenz von 27 MHz. Man kann diese Codierwechselströme wieder frequenzmoduliert übertragen, das Frequenzband wird dabei auch nicht zu breit, wie aus der Fig. 64 hervorgeht. Die Übertragungssicherheit wird dabei noch grösser. In der Fig.66 ist eine Möglichkeit aufgezeichnet, wie man ohne Modulatoren schmalbandig eine Nachricht digital übertragen kann. Jedem Codeelement wird eine Vielzahl von Perioden eines Wechselstromes einer Frequenz zugeordnet, die durch die Zeit Og bestimmt werden, also einer vorbestimmten Zahl von Perioden. Angenommen wird die Codierung erfolgt binär. Bei jedem Zustandswechsel, also 1 nach 0 oder 0 nach 1 erfolgt der Übergang kontinuierlich, in der Fig.66 mit \bar{U} bezeichnet. Die Amplituden für die Null haben die Grösse A_k und die für die 1 A_g . Kommen gleiche Werte hintereinander, so wird die Amplitudengrösse nicht geändert, bei 5 gleichen Werten würde man 5mal eine Periodenzahl von Og mit derselben Amplitude erhalten. Der Übergang zu einem anderen Kennzustand wird z.B. zur folgenden Kennzustand gerechnet, also z.B. $\bar{U} + O = Og$. In der Fig.65 ist aufgezeichnet wie man seriell die Fernsehsignale digital anordnen kann.

In den Fig.53,54 und 66 sind die Frequenzbänder für die Übertragung der Fernsehsignale sehr schmal. U.u. könnte man Kanäle zwischen die einzelnen Fernsehkanäle unterbringen. In der Fig.42 ist hierfür der Träger BTz vorgesehen. Bei der Codierung nach der Fig.66 ist der Träger zugleich das Modulationssignal. Bei der Modulation des BAS-Signals mit dem Zwischenfrequenzträger 38,9 MHz wird ausser dem Filter für die Erzeugung des Restseitenband ein Saugkreis bzw. Reihenresonanzkreis in eine solche Frequenzlage gebracht, dass eine Kurve RR wie in der Fig.42 dargestellt, zustandekommt. Solch ein Reihenresonanzkreis ist leicht zu realisieren. Die Nyquistflanke dürfte durch diese Massnahme kaum beeinflusst werden.

Ansprüche

1. Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit, dadurch gekennzeichnet, dass die Übertragung von Information eines, zweier oder einer Vielzahl von Kanälen mit weniger Bandbreite als der Einzelkanal bzw. die Summe der Bandbreiten zweier bzw. einer Vielzahl von Kanälen ausmacht, in der Weise erfolgt, indem die synchron bzw. quasisynchron angeordneten Codeelemente der zu übertragenen Kanäle parallel geordnet werden (Fig.20, S1,S2,...) und so zusammen zu einem Codewort vereinigt werden und/oder dass die zu codierende digitale oder analoge Information ggf. unter Zwischenschaltung von Zwischenstufen (z.B.PAM) in PDM-Impulse umgewandelt werden, dass weiterhin Mittel vorgesehen werden, die die Werte der PDM-Impulse in die Halbperioden- bzw. Periodendauern von Halbwellen oder Perioden eines sinusförmigen oder sinusähnlichen Wechselstromes umwandeln (Fig.35, ER, Fig. 36, ER, Fig.38 ER)

2. Verfahren zur Erzeugung einer Frequenzmodulation, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel vorgesehen sind, die eine Information bzw. Signal (Fig.30a,Inf) in Pulsdauern umwandeln (Fig.30b,32), dass weiterhin Schaltmittel für die Abmessung der Pulsdauern, insbesondere Zähl Schaltmittel (Fig.35,Z) vorgesehen sind, die zugleich eine Markierung der Pulsdauern vornehmen (z.B. Fig.35,,Z,A), die Markierstromkreise sind dabei so in Verbindung mit Pulsdauerimpulsen über Gatter mit einem elektronischen Schaltmittel (Fig.35,ER) verbunden, dass der Anfang und das Ende des jeweiligen Pulsdauerimpulses ein periodisches Signal, insbesondere Rechteckimpuls, codieren, weiterhin sind solche Siebmittel vorgesehen, dass an

die Leitung nur sinusähnliche bzw. sinusförmige Wechselströme oder/und oberwellen davon gelangen (Fig.35,fmo).

3. Verfahren zur Erzeugung einer Frequenzmodulation, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel vorgesehen werden, die eine Information bzw. ein Signal in Pulsdauern umwandeln und dass weiterhin Schaltmittel vorgesehen werden, die die Dauerimpulse in eine ununterbrochene Folge (Pd,Pd,Pd,...) oder die die Pulsdauerimpulse und die dazugehörigen Pausen (Fig.32, PD1,P, PD2) in insbesondere Rechteckimpulse umwandeln (Fig.36,38) und dass in der Folge solche Siebmittel vorgesehen werden, die diese in sinusförmige oder sinusähnliche Halbwellen bzw. Perioden zu einem Codierwechselstrom umwandeln.

4. Verfahren nach den Ansprüchen 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Pulsdauerimpulse und Pausen bzw. bei Speicherung Pulsdauerimpulse in einer ununterbrochenen Folge elektronische Schaltmittel unmittelbar so steuern (ER Fig.36,38), dass die jeweilige Pulsdauer bzw. Pulsdauerpause in eine Periodendauer bzw. Halbperiodendauer von unipolaren oder bipolaren Rechteckimpulsen umgewandelt wird und dass Siebmittel vorgesehen werden, die aus den Rechteckimpulsen sinusähnliche Halbwellen bzw. Perioden in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbwellen machen.

5. Verfahren zur Auswertung von Abständen z.B. zwischen Pulsen oder von Halb- oder Periodendauern, dadurch gekennzeichnet, dadurch gekennzeichnet, dass beim Anfang der Abstandsmarkierung (Fig.60,1) bzw. beim Nulldurchgang der Halbperiode Mittel zur Erzeugung einer Sägezahnspannung angelassen werden und dass am Ende der Abstandsmarkierung bzw. beim 2. Nulldurchgang der Halbperiode (Fig.59) Mittel an die Sägezahnspannung geschaltet werden die eine Abmessung derselben oder dass Mittel vorgesehen werden (FET) die diese Spannung insbesondere in einem Kondensator speichern.

6. Verfahren nach den Ansprüchen 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine Mehrfachausnutzung von Stromwegen in der Weise erfolgt, indem mehrere Informationskanäle zeitmultiplex zusammengefasst werden (Fig.56) oder indem die Steuerimpulse für die Zählglieder eine solche Frequenz erhalten (Fig.57,Jm1,Jm2) dass ihre Codierwechselströme bei der Übertragung über einen Stromweg keine Überlappung erhalten.

7. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass für die Codierung ein mehrstufiger Amplitudencode (binär, duobinär usw.) und/oder ein oder mehrstufiger Phasencode und/oder ein analoger Amplituden und/oder Phasencode vorgesehen wird, der insbesondere für die Mehrfachausnutzung oder Verkleinerung der Frequenz beim Te-

lex (Fig.18.19.20) beim Fernsehen (Fig.21) bei Teletex, Datenübertragung (Fig.24) bei der digitalen Sprachübertragung (Fig.28) vorgesehen wird.

8. Verfahren für das Farbfernsehen, dadurch gekennzeichnet, dass auf der Sendeseite alle Signale codemultiplex zusammengefasst werden , wobei die Farb- Ton- und sonstigen Signale code-multiplex mehreren Y-Signalen bedarfsweise zugeordnet werden können und dass die Empfangsseite wie ein Überlagerungsempfänger (Superheterodyn) ausgebildet ist wobei hinter dem Demodulator (Fig.23.DM) der Decodierer angeordnet ist mit dem zeitgerecht die decodierten Signale verteilt werden.

9. Verfahren für die Codierung der Farbfernsehsignale , dadurch gekennzeichnet, dass seriell das y-Signal, rot-Signal y-Signal, Blausignal, Y-Signal, Ton + sonstigen Signale abgegriffen werden in einer ununterbrochenen Reihenfolge, dass die PAM-Werte auf die Halbperioden- bzw. Periodendauer von Halbwellen bzw. Perioden eines Wechselstromes übertragen werden und zwar bei Amplitudengleichheit oder dass nur die Reihenfolge Y,r,Y,bl vorgesehen wird und die Ton- und sonstigen Signale durch einen binären bzw. duobinären Amplitudencode (Fig.55) in der Weise codiert wird, indem jeder Halbwellen oder Periode ein dem Code entsprechender Amplitudenwert zugeordnet wird , wobei die 4 Amplitudenwerte (Fig. 52) codemultiplex verschiedenen Kanälen zugeordnet werden können.

10. Verfahren für die Codierung der Farbfernsehsignale , dadurch gekennzeichnet, dass die Fernsehsignale nur mit einer Frequenz (Fig.53.54.66) in der Weise codiert werden, indem die seriell angeordneten Codeelemente , die durch die Amplituden der Halbwellen bzw. Perioden mit den Kennwerten grosser oder kleiner Amplitudenwert oder kleiner, mittlerer und grosser Amplitudenwert gebildet werden für alle Signale vorgesehen werden oder dass der Code aus einer Vielzahl von Perioden gebildet wird mit 2 oder 3 Kenngrössen und einem kontinuierlichen Übergang zwischen den Grössen (Fig.66.Ü), wobei bedarfsweise die ser Code für die Unterbringung eines Kanals in der Lücke zwischen den herkömmlichen Kanälen vorgesehen ist. (Fig.42).

11. Verfahren nach den Ansprüchen 1,7,9 und 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Auswertung auf der Empfangsseite bis zum Decoder wie bei einem Überlagerungsempfänger erfolgt.

12. Verfahren nach den Ansprüchen 1,7,8 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass eine Übertragung der Fernsehsignale auf der Basis der doppeltem QAM erfolgt, wobei das y-Signal auf 2 Kanäle mit je 4 bit verteilt wird und diesen Kanälen zusätzlich je 2 bit für Ton- und sonstigen Zwecke zugeordnet wird, die Codeelemente sind die Halbwellen eines Wechselstromes mit den Kennzuständen

grosser und kleiner oder grosser, mittlerer und kleiner Amplitudenwert, die Übertragung erfolgt bedarfsweise auf der Basis der Frequenzmodulation.

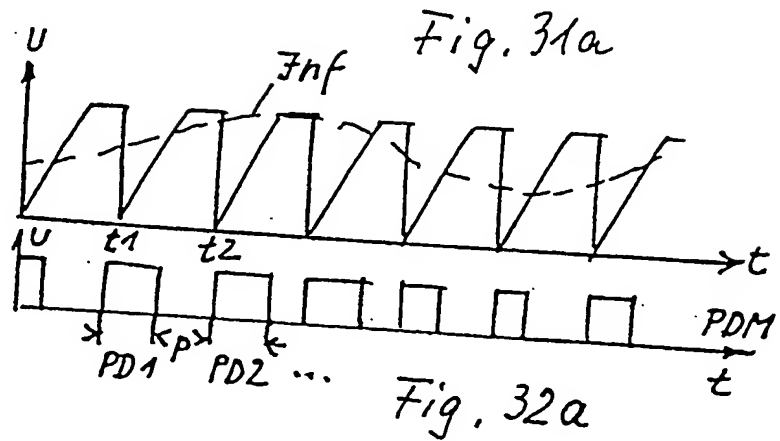
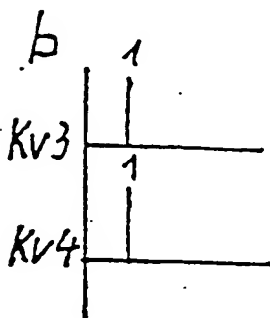
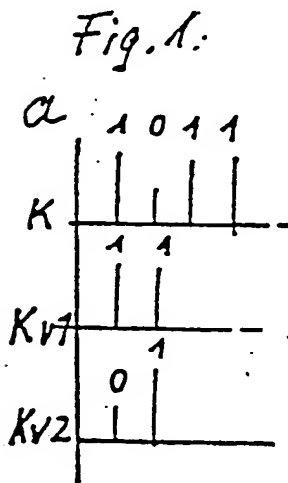
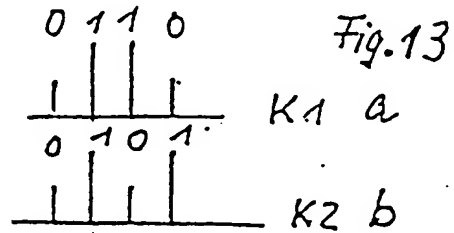
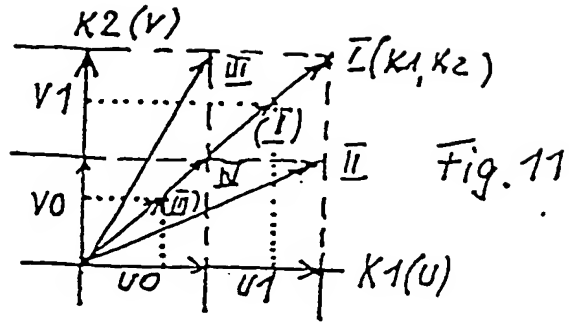
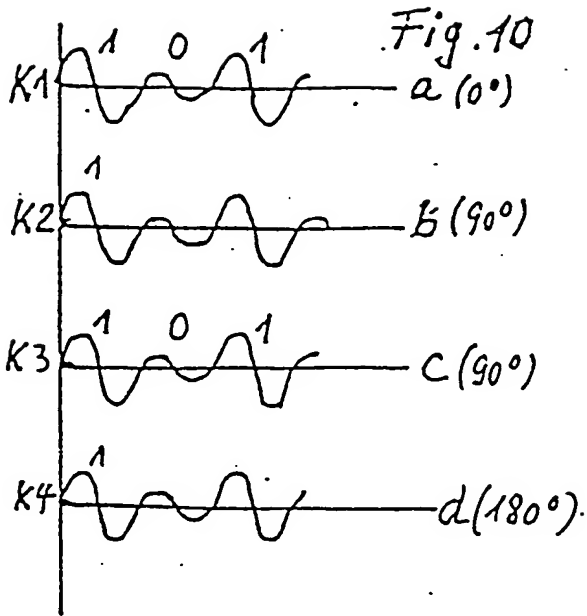


Fig. 32a

Fig. 2

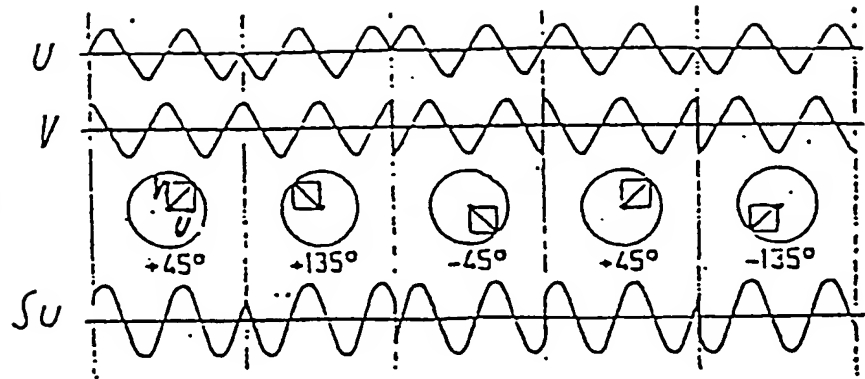
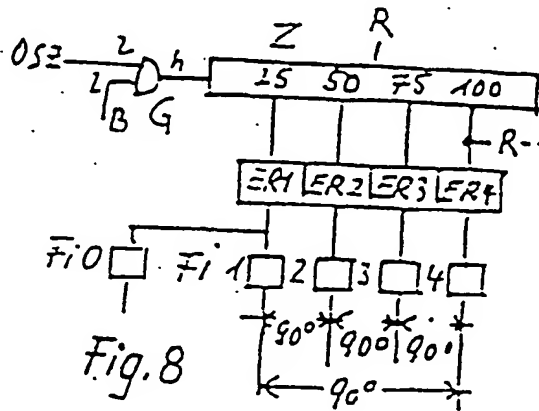
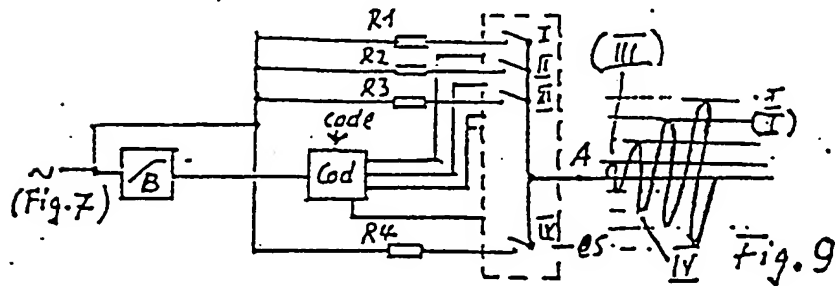
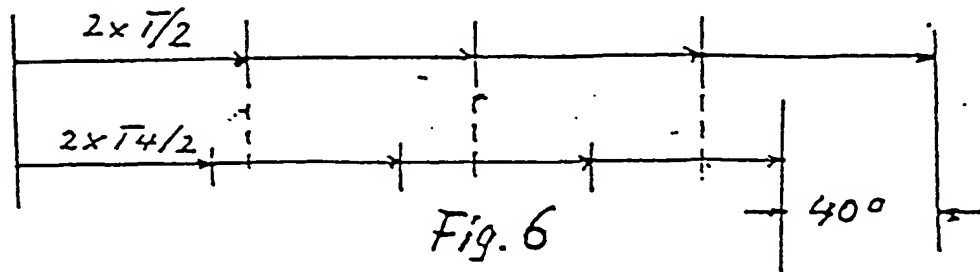
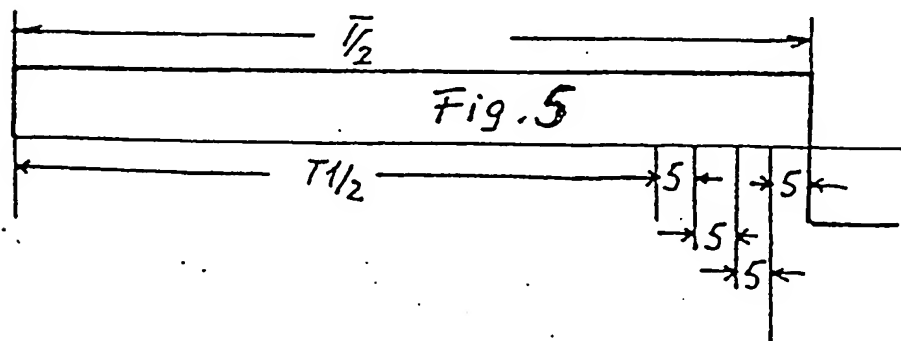
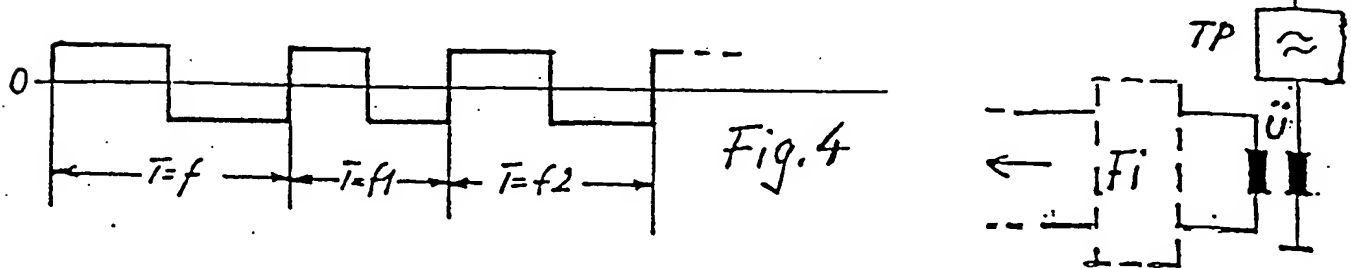
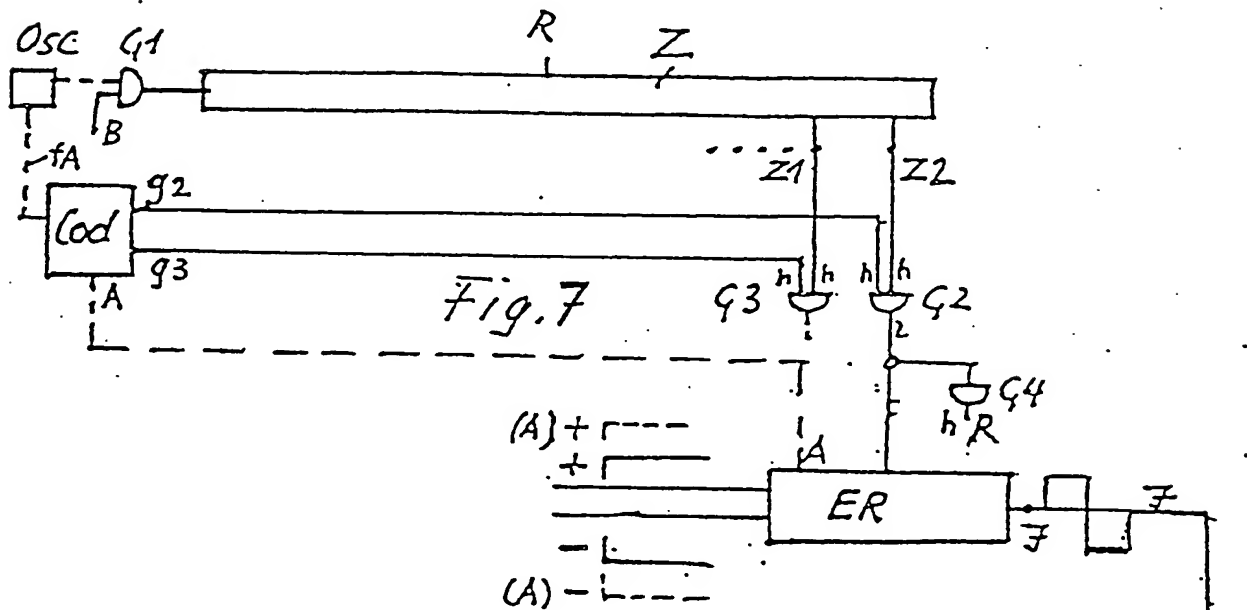
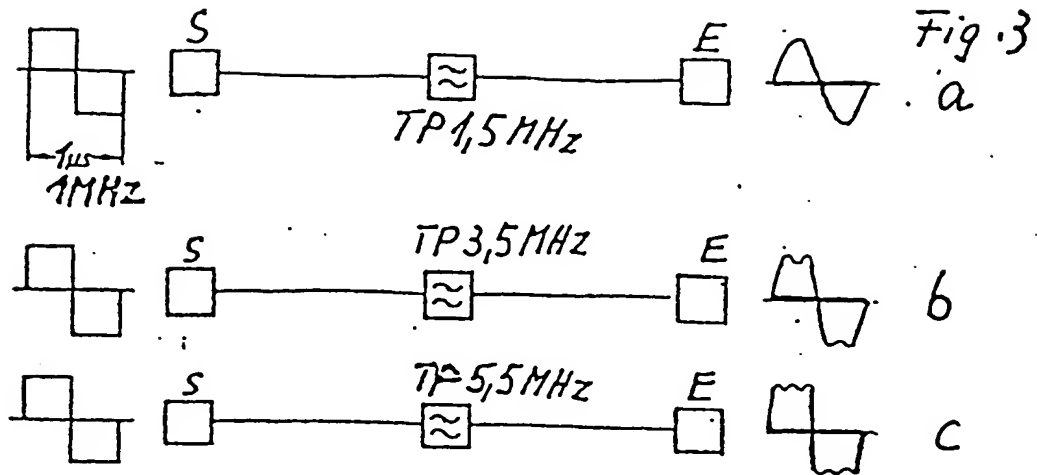
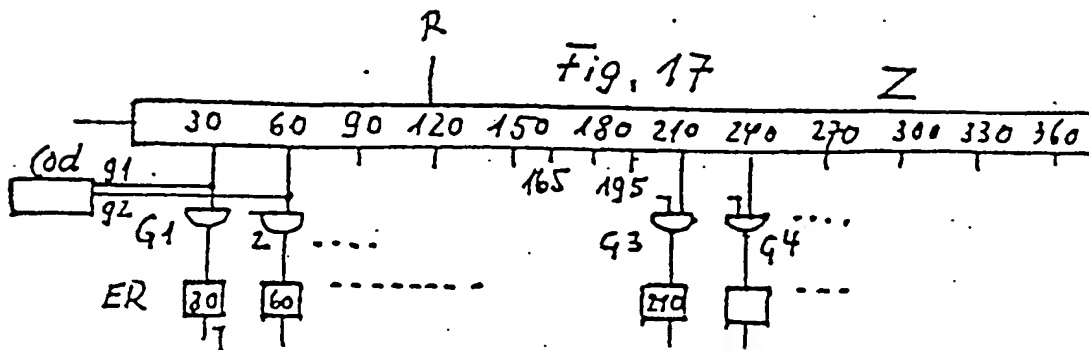
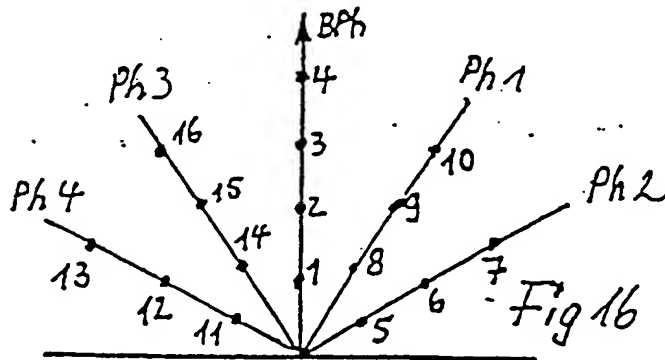
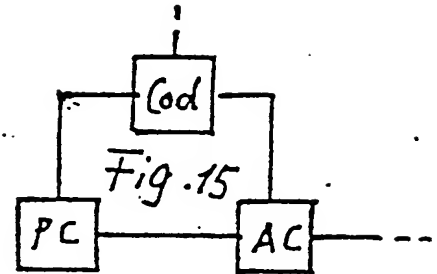
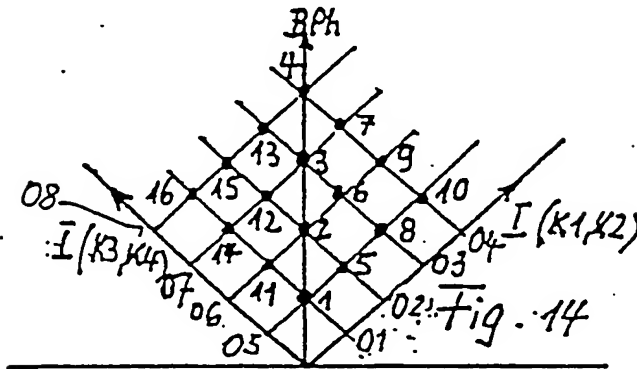
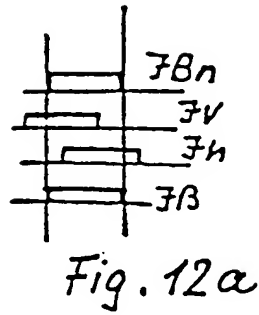
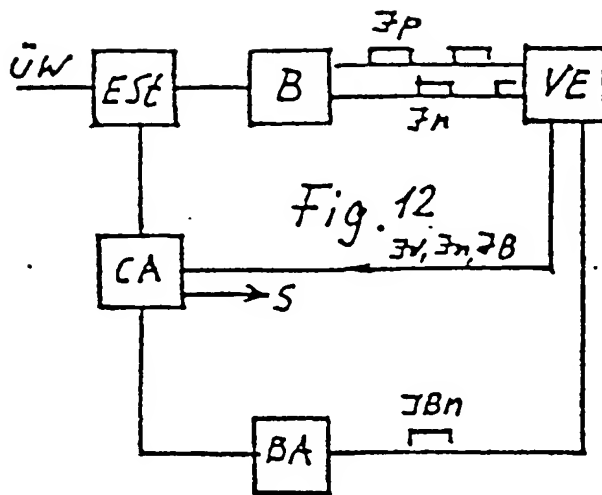
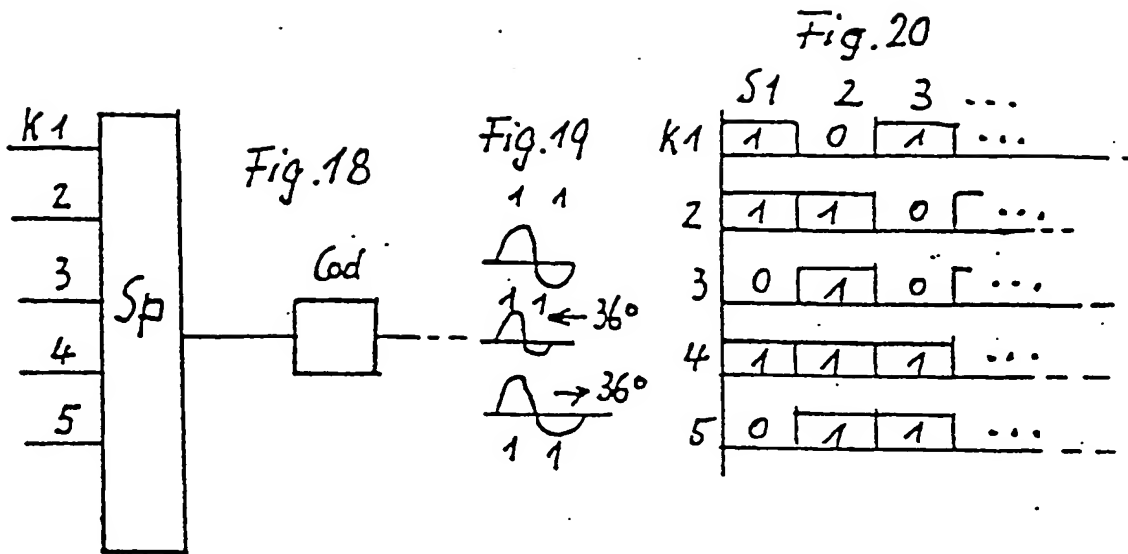


Fig. 6

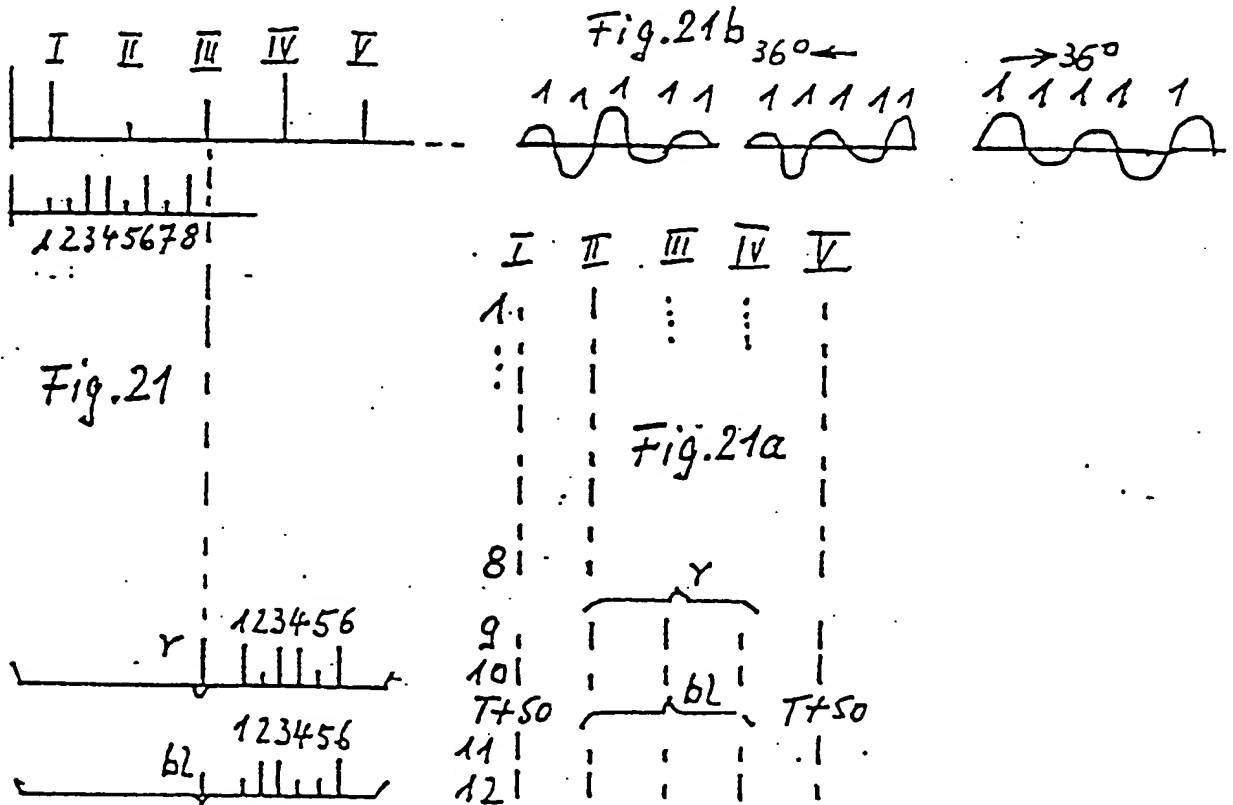








$S1 = 1-1-0-1-0$



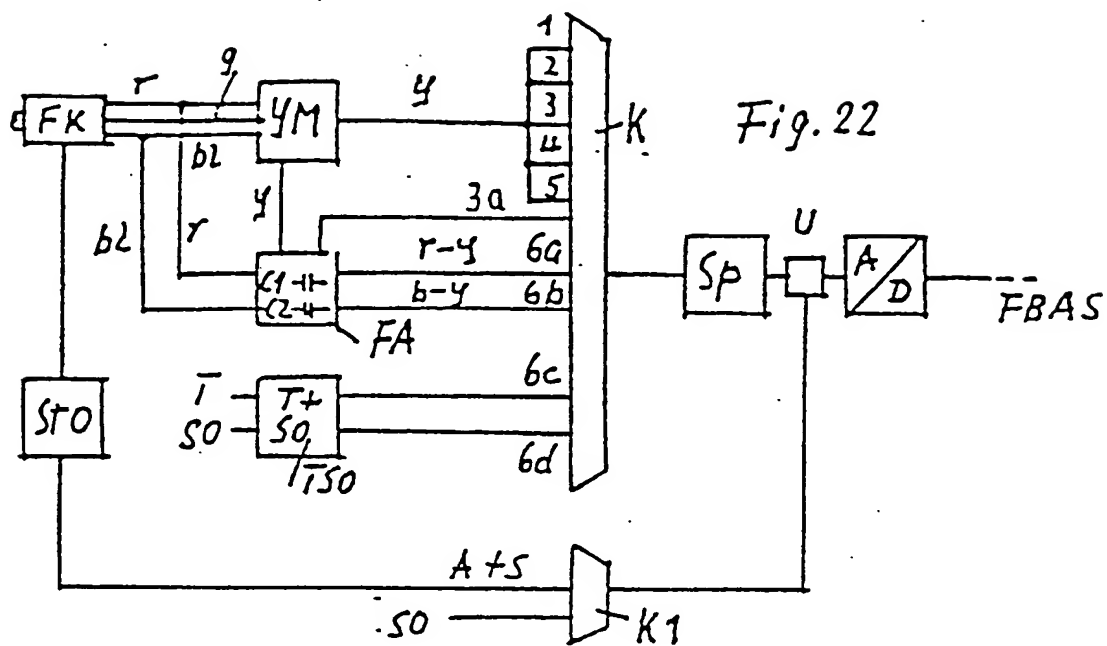


Fig. 23

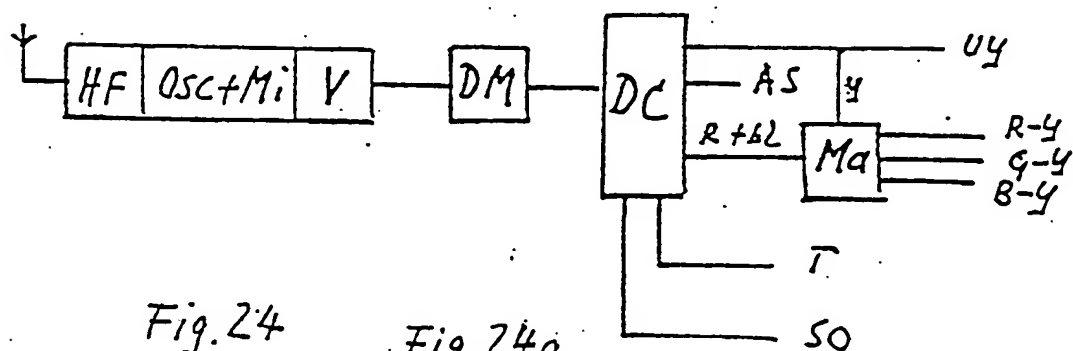
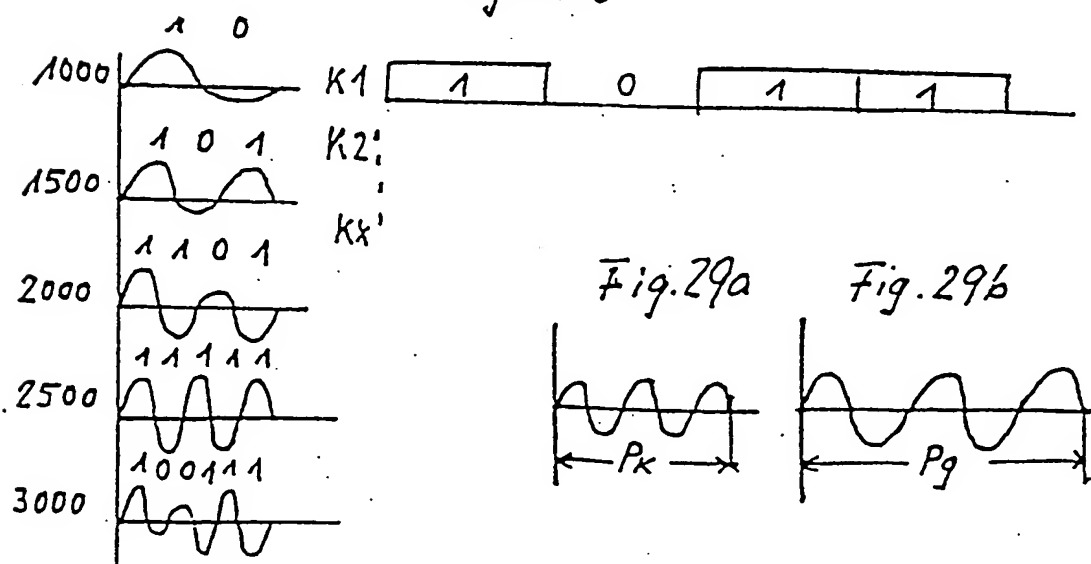


Fig. 24

Fig. 24a



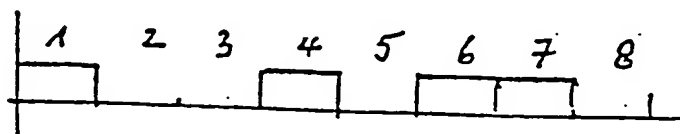
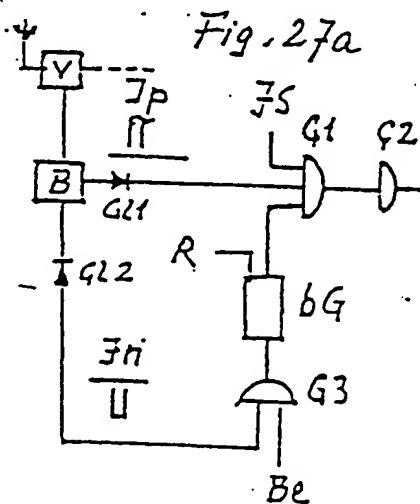
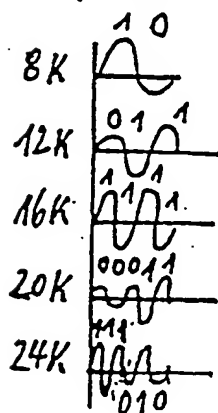
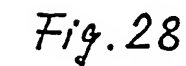
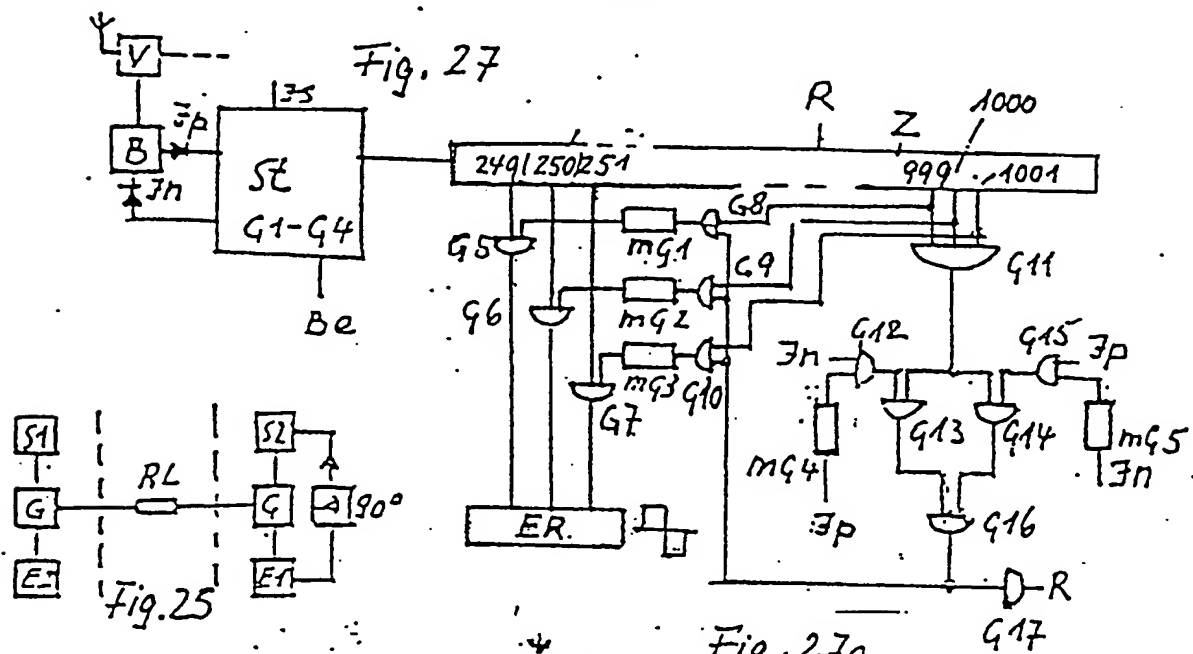
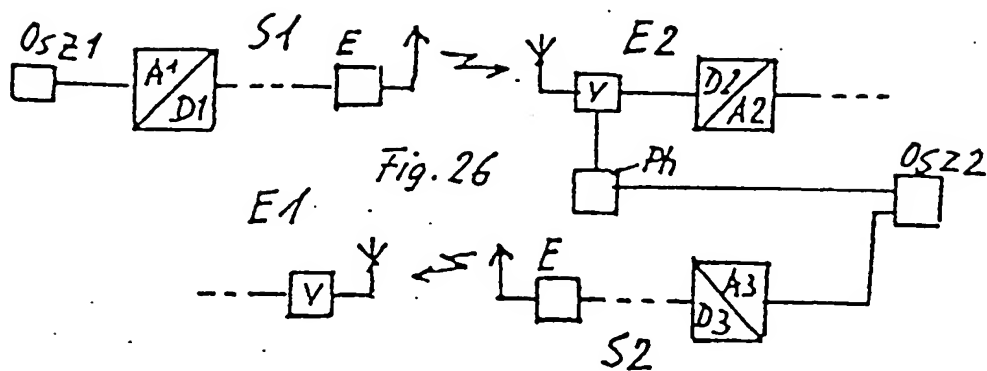
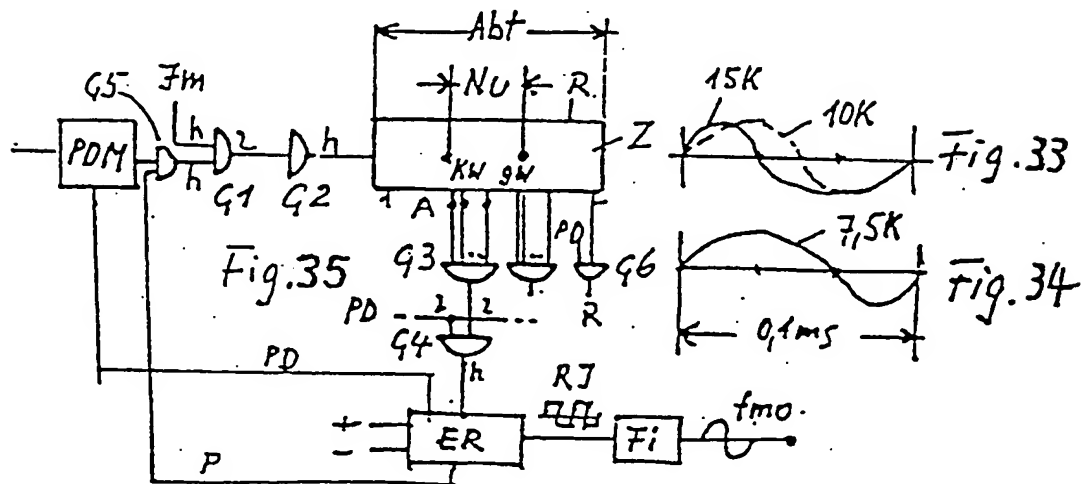
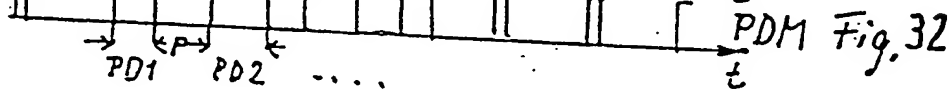
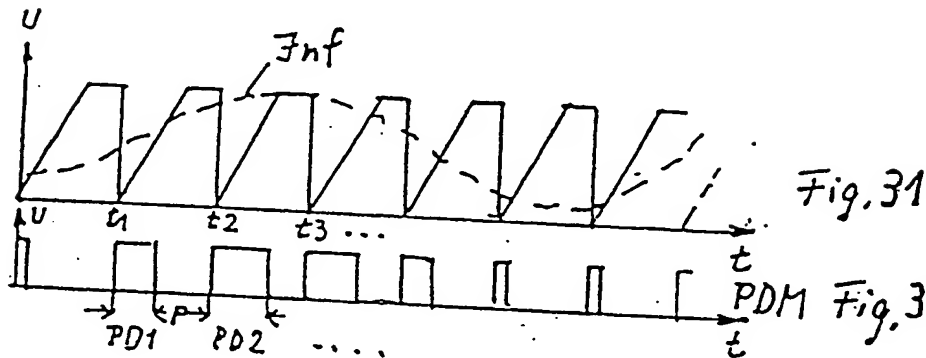
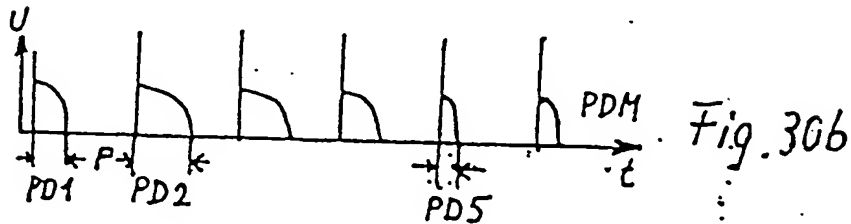
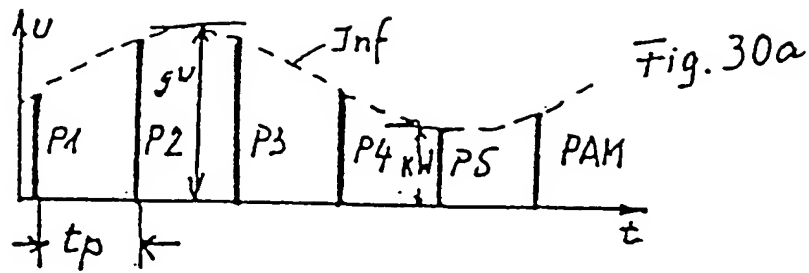
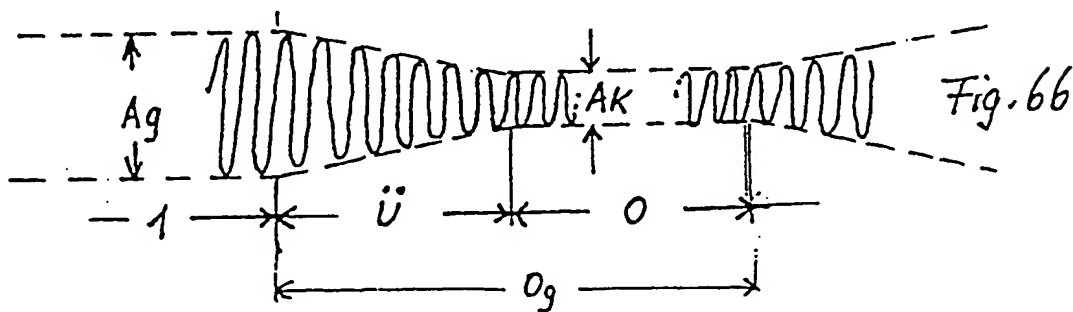
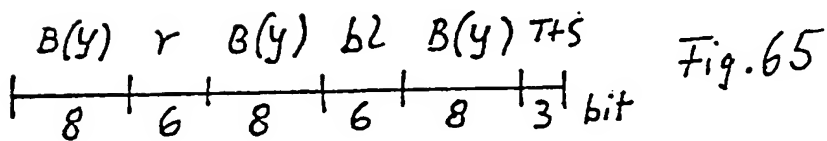
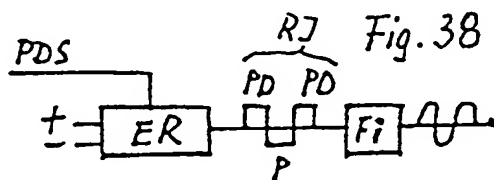
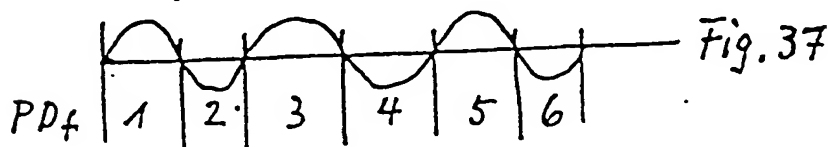
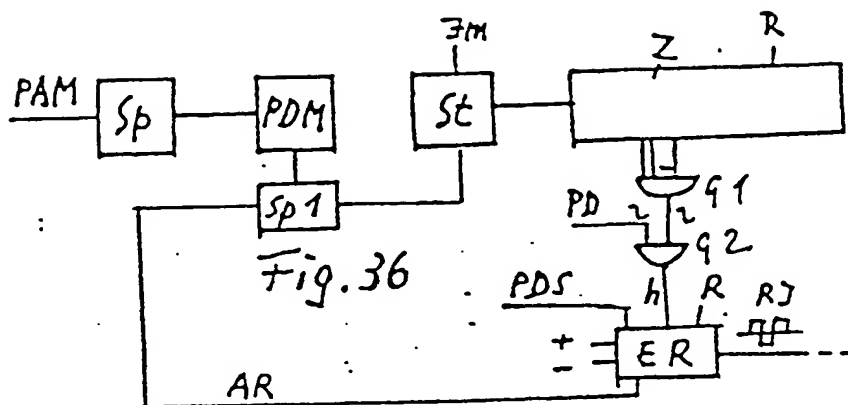


Fig. 28a





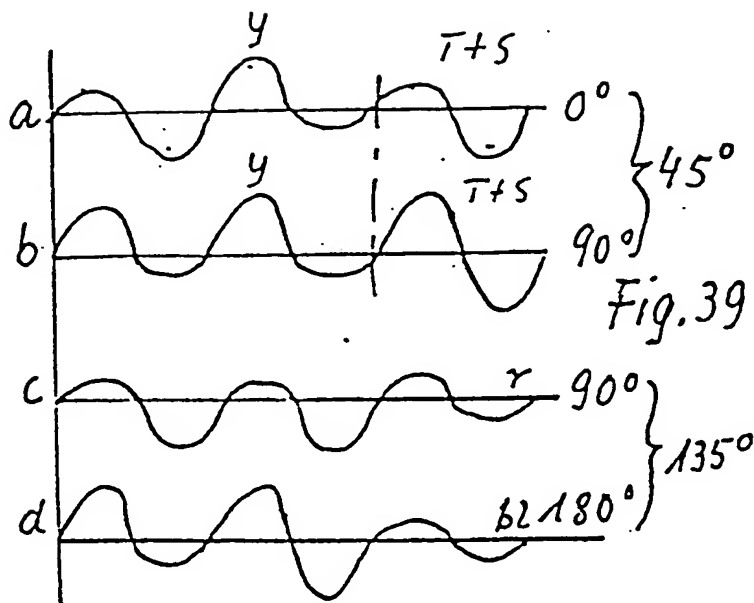


Fig. 39

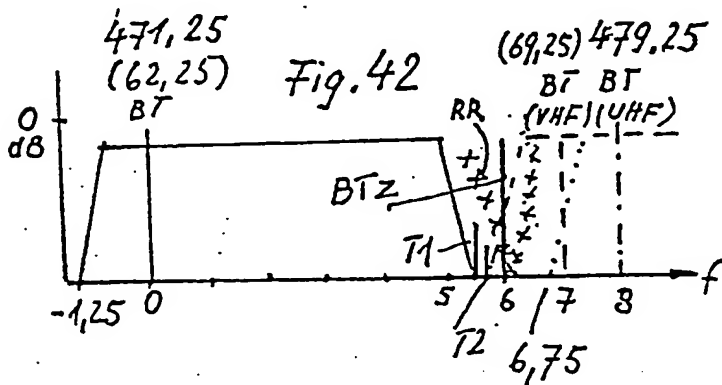


Fig. 42

Fig. 43

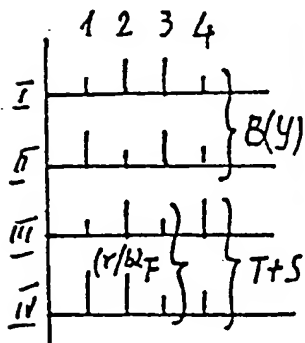


Fig. 44

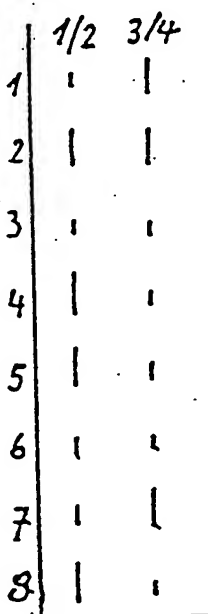


Fig. 40

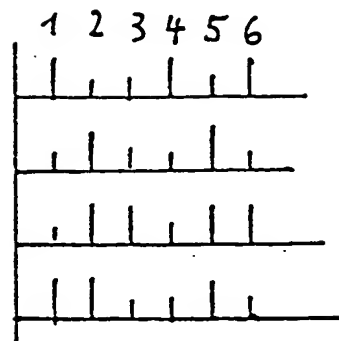


Fig. 41

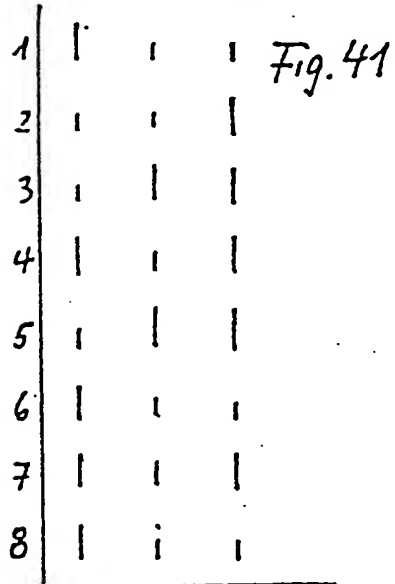


Fig. 45

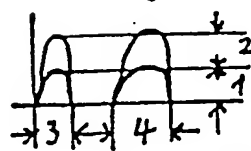


Fig. 46

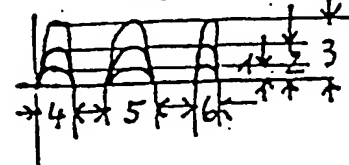


Fig. 47

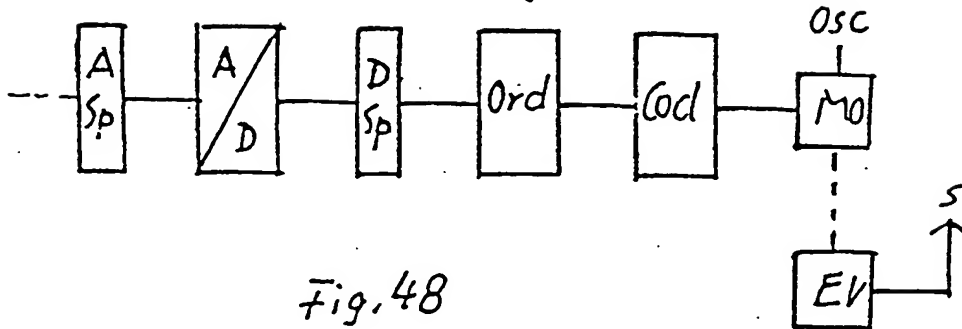


Fig. 48

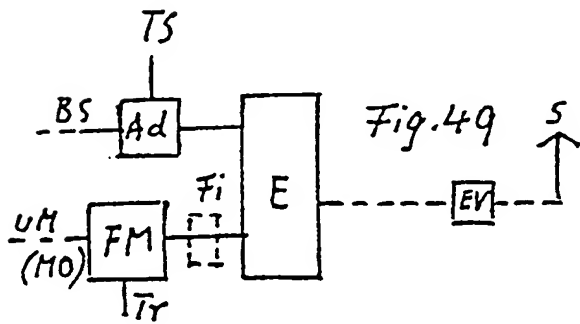
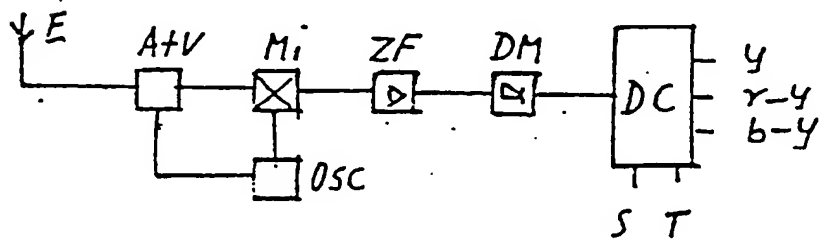


Fig. 53

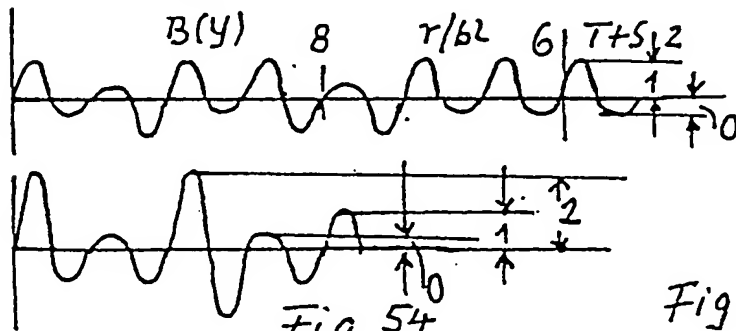


Fig. 54

Fig. 50

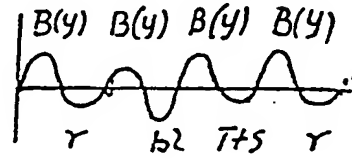


Fig. 51

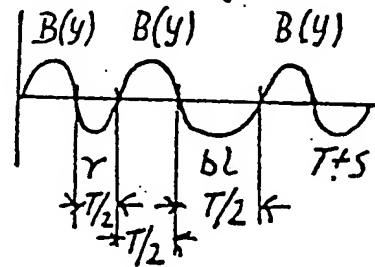


Fig. 52

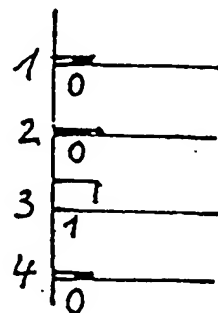
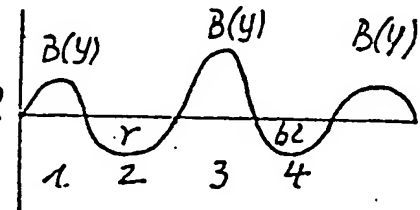
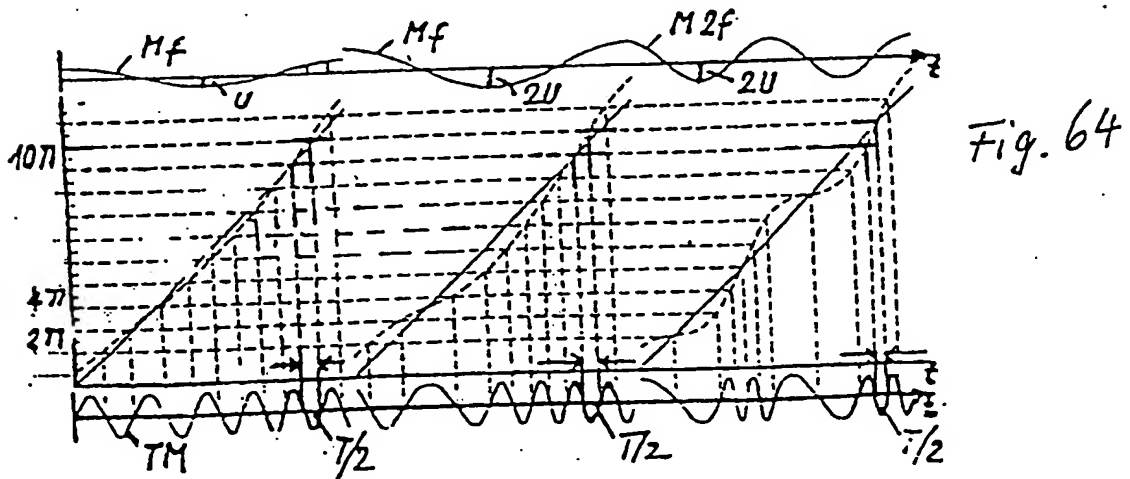
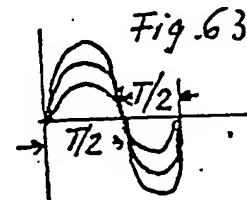
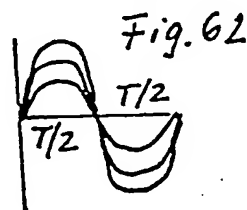
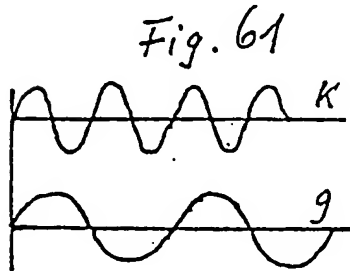
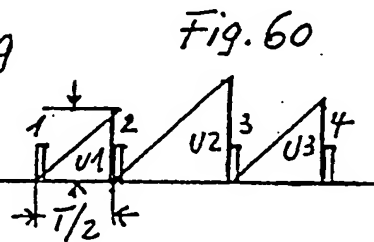
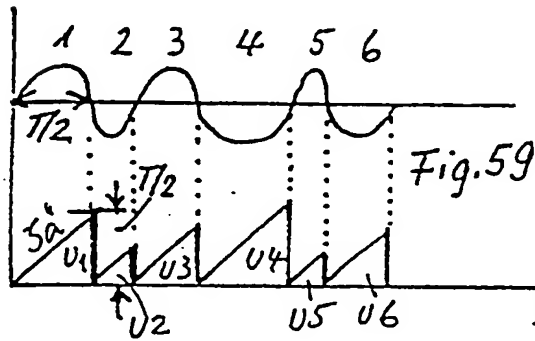
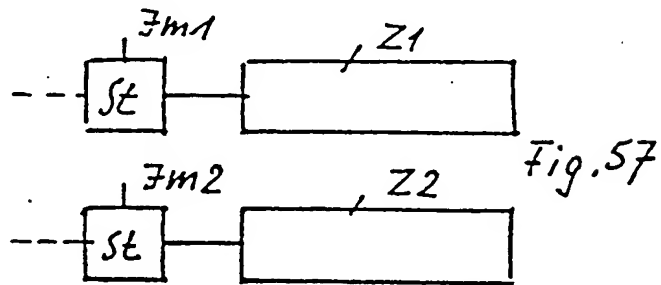
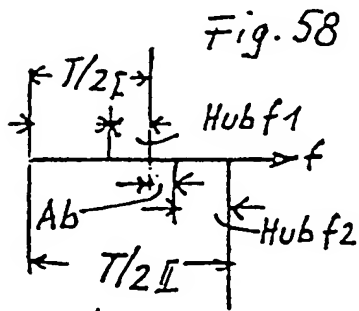
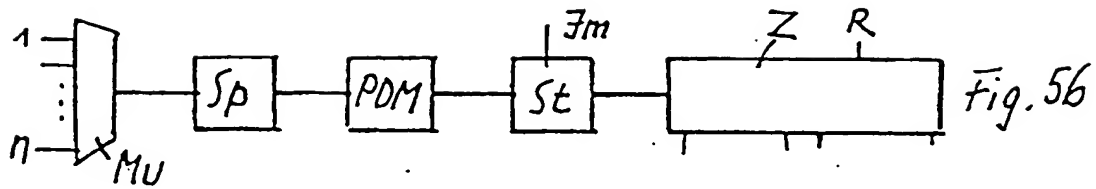


Fig. 55



(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

(11) Veröffentlichungsnummer:

0 329 158
A3

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 89102762.5

(51) Int. Cl.⁵: H04L 25/48, H04L 27/00

(22) Anmeldetag: 17.02.89

(30) Priorität: 19.02.88 DE 3805263
17.05.88 DE 3816735
18.08.88 DE 3828115
12.09.88 DE 3831054
19.10.88 DE 3835630

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
23.08.89 Patentblatt 89/34

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT BE CH DE ES FR GB GR IT LI NL SE

(88) Veröffentlichungstag des später veröffentlichten
Recherchenberichts: 29.08.90 Patentblatt 90/35

(71) Anmelder: Dirr, Josef
Neufahrner Strasse 5
D-8000 München 80(DE)

(72) Erfinder: Dirr, Josef
Neufahrner Strasse 5
D-8000 München 80(DE)

(54) Verfahren für die digitale und/oder analoge Codierung von Information eines, zweier oder mehrerer Kanäle und/oder Frequenz- oder Bandbreitenreduzierung und/oder Erhöhung der Übertragungssicherheit.

(57) Diesbezüglich ist bisher bekannt eine frequenz- oder zeitmultiplexe Zusammenfassung von Kanälen. Allerdings ist hierfür ein grosser Aufwand und eine grosse Bandbreite erforderlich. Bei der Erfindung werden die seriell angeordneten Codeelemente einzeln parallel geordnet und alle zusammen zu einem Codewort vereinigt. Eine Übertragungssicherheit wird in der Weise erreicht, indem die Information in PDM-Pulse umgewandelt wird und diese Impulse in die Periodendauern von Halbperioden bzw. Periodendauern umcodiert, die dann in einer ununterbrochenen Folge von positiven und negativen Halbperioden gesendet werden.

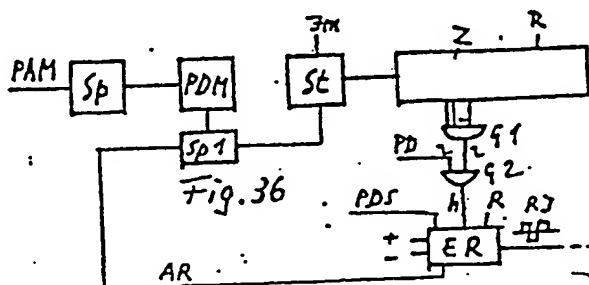
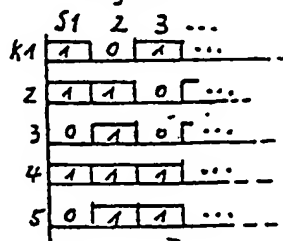


Fig. 20





Nummer der Anmeldung
EP 89 10 2762

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl. 4)
X	US-A-4 345 323 (CHANG) * Spalte 1, Zeile 57 - Spalte 2, Zeile 9; Zusammenfassung *	1,2	H 04 L 25/48 H 04 L 27/00
X	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN, Band 10, Nr. 337 (E-454)(2393), November 14, 1986; & JP-A-61 141 230 (SUMITOMO ELECTRIC IND. LTD.) 28-06-1986 * Zusammenfassung *	1,2	
X	US-A-4 066 841 (YOUNG) * Zusammenfassung; Spalte 1, Zeilen 31-50 *	3	
X	FR-A-2 015 695 (IBM) * Seite 2, Zeilen 14-29; Seite 10, Zeilen 11-26 *	3,4	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. 4) H 04 J H 04 J
X, P, L	EP-A-0 284 019 (DIRR) * Anspruch 1 *	3	
X, P, L	DE-A-3 802 088 (DIRR) * Anspruch 28 *	3	
<div> <div>Recherchenort DEN HAAG</div> <div>Abschlußdatum der Recherche 16-01-1990</div> <div>Prüfer VEAUX</div> </div>			
<div> <div> KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTEN X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze </div> <div> E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument </div> </div>			



Europäisches
Patentamt

GEBÜHRENPFLLICHIGE PATENTANSPRÜCHE

Die vorliegende europäische Patentanmeldung enthält bei ihrer Einreichung mehr als zehn Patentansprüche.

- ☐ Alle Anspruchsgebühren wurden innerhalb der vorgeschriebenen Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.
- ☐ Nur ein Teil der Anspruchsgebühren wurde innerhalb der vorgeschriebenen Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die ersten zehn sowie für jene Patentansprüche erstellt für die Anspruchsgebühren entrichtet wurden.
- nämlich Patentansprüche:
- ☐ Keine der Anspruchsgebühren wurde innerhalb der vorgeschriebenen Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die ersten zehn Patentansprüche erstellt.

X MANGELNDE EINHEITLICHKEIT DER ERFINDUNG

Nach Auffassung der Recherchenabteilung entspricht die vorliegende europäische Patentanmeldung nicht den Anforderungen an die Einheitlichkeit der Erfindung; sie enthält mehrere Erfindungen oder Gruppen von Erfindungen, nämlich:

1. Patentansprüche 1-4,6,7,11: Verfahren zur Codierung und Übertragung von Information.
2. Patentanspruch 5: Verfahren zur Auswertung von Abständen z.B. zwischen Pulsen.
3. Patentansprüche 8,12: Verfahren zur Übertragung von Farbfernsehsignalen.
4. Patentansprüche 9,10: Verfahren für die Codierung der Farbfernsehsignale.

- ☐ Alle weiteren Recherchegebühren wurden innerhalb der gesetzten Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.
- ☐ Nur ein Teil der weiteren Recherchegebühren wurde innerhalb der gesetzten Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die Teile der Anmeldung erstellt, die sich auf Erfindungen beziehen, für die Recherchegebühren entrichtet worden sind.

nämlich Patentansprüche:

- ☒ Keine der weiteren Recherchegebühren wurde innerhalb der gesetzten Frist entrichtet. Der vorliegende europäische Recherchenbericht wurde für die Teile der Anmeldung erstellt, die sich auf die zuerst in den Patentansprüchen erwähnte Erfindung beziehen,

nämlich Patentansprüche: 1-4,6,7,11